RADIO
was man davon wissen sollte

bierwisch

ALS LIEFERUNG NR. 1A DES EMPFÄNGER VADEMECUM ERSCHIENEN IN REGELIEN'S VERLAG BERLIN-GRUNEWALD



NR. 1A

CLAUS REUBER



ALS LIEFERUNG NR. 1A DES EMPFÄNGER-VADEMECUM



ERSCHIENEN IN REGELIEN'S-VERLAG

BERLIN-GRUNEWALD HUBERTUSBADER STRASSE 16

SELBSTVERSTÄNDLICH DARF MAN AUCH MEHR WISSEN ALS IN DIESER SCHRIFT GEBOTEN WIRD JE MEHR MAN WEISS, DESTO BESSER. DAS HIER VERMITTELTE GRUNDWISSEN SOLLTE JEDOCH JEDER REPARATURFACHMANN BESITZEN



LIEFERUNG 1 A DES EMPFÄNGER-VADEMECUM — RADIO-SCHALTBILDER ALLER INDUSTRIE-EMPFÄNGER FÜR NEUBAU UND REPARATUREN — HERAUSGEGEBEN IM EINVERNEHMEN MIT DEN RADIO-FABRIKEN VON WALTER REGELIEN. ERSCHIENEN IN REGELIEN'S VERLAG, BERLIN-GRUNEWALD, HUBERTUSBADER-STRASSE 16 MIT LIZENZ NR. C. B. 125. B. GEDRUCKT MIT GENEHMIGUNG NR. 8200 SEPTEMBER 1947 VON DR. ADOLF JHRING NACHF. G.M.B.H., BERLIN-NEUKÖLLN. UMSCHLAG-ENTWURF: WALTER BIERWISCH. TECHNISCHE ZEICHNUNGEN NACH VORLAGEN DES AUTORS ERICH BÖHM, FOTOS NACH MUSTERN DER FABRIKEN: HELMUT FRITSCH. KLISCHEES: CARL SCHÜTTE & C. BEHLING.

W. R. Vermutlich sollte man sogar mehr vom RADIO wissen, als in dieser schrift veröffentlicht wird, wenn man sich als fachmann bezeichnen will. Die kenntnisse jedoch, die auf den folgenden 72 seiten vermittelt werden, sind zur ausübung des berufes als radio-reparateur voraussetzung. Die leser werden finden, dass es ganz einfach ist, sich diese kenntnisse zu erwerben, wenn sie seite für seite durcharbeiten, über das gelesene nachdenken und hin und wieder repetieren. Die 200 abbildungen sind eine gute ergänzung des textes, der klar und eindeutig geschrieben wurde von

CLAUS REUBER

C. R. Radio, was man davon wissen sollte, ist kein Lehrbuch der Radiotechnik, kein Bastelbuch und keine Reparaturanleitung. Radio, was man davon wissen sollte, ist eine systematische Sammlung von Tatsachen aus Theorie und Technik des Radio, die sich für den in der Praxis arbeitenden Radiofachmann als unentbehrlich erwiesen haben. Radio, was man davon wissen sollte, ist als Einleitungsband des Empfänger-Vademecum so aufgebaut, dass der Leser lernt, Schaltbilder aller Radioapparate zu lesen, zu verstehen und nach ihnen zu arbeiten.

Aus der Fülle des in den Lehrbüchern der Hochfrequenz- und Funktechnik und den Radio-Zeitschriften verstreuten Materials wurden die seit vielen Jahren festliegenden, theoretischen Grundtatsachen und eine grössere Anzahl praktischer Beispiele ausgewählt. Rechnungen sind nur dort ausgeführt, wo sie zum Verständnis unerlässlich sind. Es erscheint wertvoller, die physikalischen oder technischen Vorgänge, auch mit Hilfe von Abbildungen zu erklären, als formale Rechnungen vorzuführen. Wo mathematische Ableitungen aber unumgänglich werden, sind sie so elementar wie angängig dargestellt.

Die Kapitel I—VIII behandeln, von den Grundtatsachen der Theorie der Elektrizität und des Magnetismus ausgehend, die Schwachstromtheorie, soweit sie für die Radiotechnik notwendig ist. Manchen Lesern mag hier vieles nur recht kurz angedeutet, anderen wird die Zahl der erwähnten Einzelheiten sehr gross erscheinen. Den ersteren empfehlen wir, eingehende Lehrbücher zur Vertiefung der theoretischen Kenntnis heranzuziehen, den letzteren aber, trotz aller Schwierigkeiten diese Kapitel genau zu studieren, denn sie würden bei der Lektüre der späteren Kapitel doch das Ausgelassene vermissen und somit nachträglich erlernen müssen.

Um die technische Seite der Einzelteile, aus denen ein Radio aufgebaut ist, nicht zu vernachlässigen wurden die Kapitel IX, X und XI über Widerstände, Kondensatoren und Induktivitäten sowie einige Abschnitte im Kapitel VII eingefügt. Hier wurden die praktischen Ausführungsformen moderner Schaltelemente, deren Kenntnis in der Theorie der ersten Kapitel als vorhanden gedacht wurde, beschrieben.

Die Funktion der Schaltungen ist das Thema der Kapitel XI—XIX. Unsere Einteilung folgt hier dem organischen Aufbau eines Empfängers aus verschiedenen Stufen, deren Hauptunterschiede in den in ihnen verarbeiteten Frequenzen und Leistungen liegen. Die grundsätzlichen Ausführungen sind in jedem Kapitel durch praktisch ausgeführte Schaltbeispiele, die den Lieferungen des Empfänger-Vademecum entnommen wurden, illustriert. Die sorgfältige Durcharbeitung der Beschreibung dieser ausgewählten Schaltbeispiele wird den Leser in die Lage versetzen, auch jede andere Schaltung zu verstehen und daher auch diese Empfänger fachgemäss aufzubauen oder zu reparieren. Wegen ihrer besonderen Stellung im Radio wurden die Regeleinrichtungen in einem eigenen Kapitel zusammengefasst. Das Kapitel über elektro-akustische Geräte gibt einen summarischen Überblick über die Funktion der mit oder in einem Radio vorkommenden elektro-akustischen Einrichtungen. Es muss aber gerade in diesem weiten Gebiet auf die Spezialliteratur verwiesen werden.

In Kapitel XX — Namen, die Begriffe wurden — sind die im Text mit *) bezeichneten Eigennamen zusammengestellt. Damit diese Begriffe ein lebendiges Andenken an Forscher nnd Erfinder bleiben, sind zu jedem Namen persönliche Daten und besondere wissenschaftliche Leistungen angegeben.

Radio, was man davon wissen sollte, konnte in der vorliegenden Form nur durch enge Zusammenarbeit mit dem Herausgeber und mit den Bearbeitern der EVa-Lieferungen entstehen. Der Autor dankt daher Walter Regelien für wertvolle Diskussionen, Hans W. Lissner für seine technischen Anregungen, W. A. Schenk für die Erlaubnis zur Benutzung der Schaltungen und Ellen Kürbs für das Lesen der Korrekturen.

INHALT

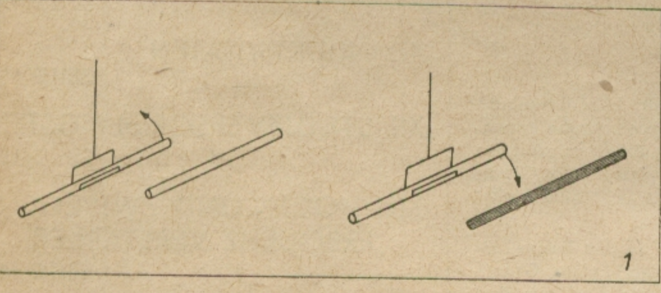
I. ELEKTRIK

ELEKTRISCHE LADUNGEN · DAS ELEKTRISCHE FELD · ATOMISTIK · DER STROM · INTERNATIONALE DEFINITION DES AMPÈRE · DIE SPANNUNG · DER WIDERSTAND . DIE LEITFÄHIGKEIT · DAS OHM'SCHE GESETZ · DIE KIRCHHOFF'SCHEN GESETZE · DIE SREIENSCHALTUNG · DIE PARALLEL-SCHALTUNG · DIE LEISTUNG · DIE ENERGIE · DER KONDENSATOR.

Schon vor 2000 Jahren war die einfachste Art der Elektrizität, nämlich die Reibungselektrizität, bekannt. Auch im Jahre 1947 wird man auf die Beobachtungen verweisen, die man beim Kämmen seiner trockenen Haare mit einem Hartgummikamm machen kann. Man hört dann nämlich ein Knistern, weil der Kamm sich aufgeladen hat und dann an den einzelnen Zinken kleine Entladungen entstehen. Das Gleiche wird beobachtet, wenn ein Kautschuk- oder Glasstab mit Tüchern gerieben wird. Auch diese Teile werden dabei elektrisch geladen. Durch diese Vorgänge wird der Zustand der Materie geändert. Im Folgenden werden diese Vorgänge untersucht und erklärt.

Elektrische Ladungen.

Hängt man einen geladenen Glasstab frei beweglich auf und nähert ihm einen geladenen Kautschukstab, so wird er von diesem angezogen. Wird aber statt des Kautschukstabes ein zweiter geladener Glasstab verwendet, so stösst dieser den anderen Glasstab ab. Diese beiden Wirkungen veranschaulicht Abb. 1.



1. Zwei elektrisch geladene Glasstäbe stossen sich ab, aber ein geladener Kautschuckstab zieht den Glasstab an.

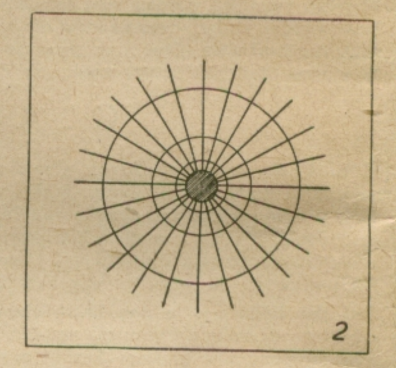
Aus dem Gesehenen schliessen wir, dass die Ladung des Glases von der des Hartgummis verschieden ist, denn sonst könnten sich ja nicht beim gleichen Versuch verschiedene Wirkungen zeigen. Dies ist die erste Grundtatsache der Elektrizitätslehre: Es gibt verschiedene Ladungsarten. Man nennt sie positiv und negativ.

Ausserdem lehrt dieser Versuch ein weiteres Gesetz: Gleiche Ladungen stossen sich ab, ungleiche ziehen sich an. Die abstossenden und anziehenden Kräfte kann man messen. Da sich die Kräfte als den Ladungen proportional erweisen, hat man hiermit ein Mass für diese Ladungen. Allerdings ist die Kraft auch noch von dem Abstand zwischen den Ladungen abhängig. Die technische Ladungseinheit heisst 1 Coulomb*).

Das elektrische Feld

Wir sahen, dass zwei Ladungen Kräfte aufeinander ausüben. Wodurch werden diese vermittelt? Wird der Anziehungsversuch im Vakuum wiederholt, zeigt er das gleiche Ergebnis. Hieran sieht man, dass die Luft nicht der Uebertrager der Kraftwirkung sein kann.

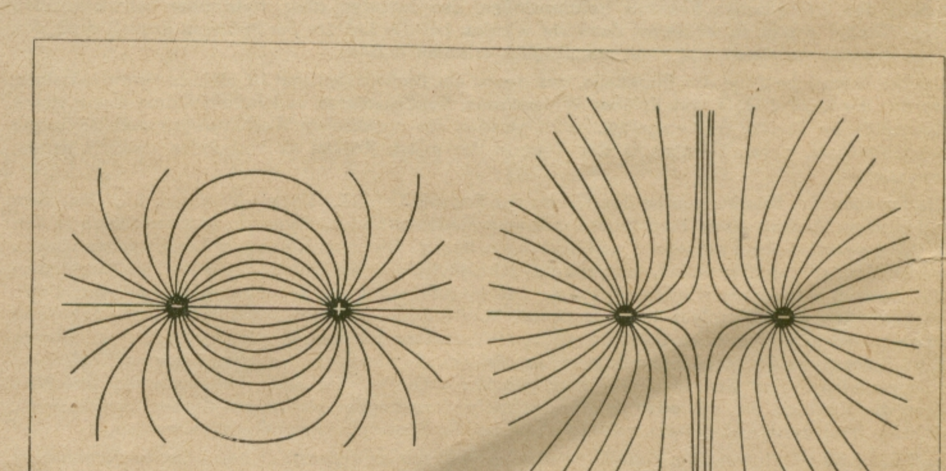
Die Kraftübertragung erfolgt über das elektrische Feld, das sich um eine Ladung ausbreitet. Um den Verlauf des Kraftfeldes zu kennzeichnen, wurde der Begriff der Kraftlinien geschaffen. Eine Kraftlinie stellt den Weg dar, den eine frei bewegliche Ladung im elektrischen Feld einschlägt. Die Richtung der Kraftlinie wird stets von der positiven zur negativen Ladung dargestellt. Die Abb. 2 und 3 zeigen Beispiele für die Feldformen verschiedener Ladungsanordnungen. Hierbei gibt die Richtung der Kraftlinien die Feldrichtung und die Dichte der Kraftlinien die Stärke des Feldes an. In Abb. 2 sind ausser den Kraftlinien, die radial nach aussen gehen, noch konzentrische Kreise angegeben. Dies ist eine andere Art, ein elektrisches Feld zeichnerisch darzustellen. Eine derartige Kreislinie verbindet alle Punkte gleichen Potentials miteinander und heisst deshalb Äquipotentiallinie. Auf jeder derselben würde auf eine Ladung vom elektrischen Feld eine Kraft gleicher Grösse ausgeübt werden.



2. Kraftlinien (radiale Strahlen) und Äquipotentiallinien (konzentrische Kreise) einer Punktladung.

Atomistik.

Die nächste Frage ist: Wie weit kann man eine Ladung unterteilen? Gibt es einen kleinsten Ladungsbestandteil und wie gross ist dieser? Diese Frage nach den kleinsten Bausteinen ist eine der Grundfragen der modernen Physik. Man versucht Materie, Elektrizität, Licht usw. in ihre Urbestandteile zu zerlegen, um ihre inneren Zusammenhänge zu studieren. Dieses Studium nennt man Atomtheorie. Diese Theorie ist eines der wunderbarsten Gedankengebäude, das bisher jemals errichtet wurde. Oft mussten Umbauten vorgenommen werden, nämlich dann, wenn neue Tatsachen gefunden wurden, die mit der alten Theorie nicht übereinstimmten. Solche Änderungen der Theorie können auch in Zukunft immer wieder vorkommen, aber die grundlegenden Tatsachen sind heute allen Wissenschaftlern bekannt. Man weiss das Folgende: Es gibt eine Anzahl Substanzen, nämlich die Elemente, die nicht in andere Substanzen zerlegbar sind. Eisen, Kupfer, Aluminium und Wasserstoff sind solche Elemente. Das lange Zeit als kleinstes gedachte Teilchen, in das die Elemente zerlegbar schienen, ist das Atom. Mehrere Atome zusammen bilden ein Molekül. Die anderen Substanzen, die keine Elemente darstellen, heissen Verbindungen. Ihre Zahl ist bedeutend grösser als die der Elemente, von denen nur 92 bekannt sind. Aber nicht nur Verbindungen sind aus Molekülen aufgebaut, auch die Elemente können aus Molekülen bestehen, wobei dann allerdings alle Atome der einzelnen Moleküle gleicher Art sind.



3a. Kraftlinienbild zweier entgegengesetzter Ladungen. Die Ladungen ziehen sich an.

3b. Kraftlinienbild zweier gleicher Ladungen. Die Ladungen stossen sich ab.

Die Annahme, dass ein Atom das kleinste Teilchen der Materie überhaupt sei, erwies sich als nicht erschöpfend. Daher wurde die Theorie erweitert, so dass das Atom nunmehr aus einer Zentralmasse, dem Kern und leichteren, ihn umgebenden Partikeln bestehend gedacht ist. Diese Partikeln heissen Elektronen. Der Kern trägt positive, jedes Elektron eine negative Ladung. Im allgemeinen ist die positive Ladung des Kernes gleich der Summe der negativen Ladung der Elektronen. Das Atom erscheint also ungeladen. Der Kern wiederum besteht aus Protonen und Neutronen, von denen die ersten positiv geladen und die zweiten ungeladen sind, im übrigen aber den Protonen gleichen.

Die innere Bewegung eines Atoms kann mit der Bewegung in unserem Sonnensystem verglichen werden. Die Sonne entspricht dem Kern und die Elektronen den Planeten. In beiden Fällen wird die zentrale Masse, nämlich Sonne oder Atomkern, von den anderen Massen umkreist. Dabei halten die Elektronen, wie die Planeten, feste Bahnen ein. Die Anziehungskräfte, die das System zusammenhalten, sind beim Sonnensystem die Gravitationskräfte, die sich auf der Erde als Schwerkraft zeigen, und beim Atom die elektrischen Anziehungskräfte zwischen den verschiedenen Ladungen. Die Elektronen sind je nach der Art des Materials in diesem mehr oder weniger frei beweglich; denn es gibt auch Elektronen, die sich in festen Körpern nicht nach der Art der Planeten um den Atomkern bewegen, sondern zwischen den einzelnen Atomen hin und her pendeln. Unter normalen Umständen können die Elektronen das Material aber nicht verlassen; dies ist erst bei erhöhter Temperatur möglich. Atome, die ein oder mehrere Elektronen verloren haben, sind dann positiv geladen. Man nennt sie Ionen. Da zwischen Ladungen bekanntlich Kräfte herrschen, werden diese Ionen von allen negativen Ladungen angezogen

Der Strom.

Jeder elektrische Strom ist ein Transport von kleinsten Ladungsteilen. In Metallen besteht dieser Strom aus Elektronen. Da die negativen Elektronen von der positiven Ladung angezogen werden, fliessen sie im Stromkreis vom negativen zum positiven Pol. Die Elektronentheorie betrachtet die positive Ladung als Mangel an negativen Elektronen, den diese auszugleichen suchen, wie ein Gas in ein Vakuum einströmen würde. In diesem Zusammenhang muss darauf hingewiesen werden, dass in den Anfängen der physikalischen Forschung die Polarität willkürlich festgesetzt wurde. Die Glaselektrizität wurde positiv, die Hartgummi-Elektrizität negativ bezeichnet. Man nahm an, dass der Strom vom Positiven, also der Fülle, zum Negativen, also dem Mangel, fliessen würde. Wie wir eben gesehen haben, fliesst aber der Elektronenstrom vom negativen zum positiven Pol. Die Stärke des Stroms ist definiert als die Ladung, die den Querschnitt des Leiters in der Zeiteinheit passiert. Hieraus ist unsere Stromstärke, das Ampère*) (A) abgeleitet. Ein Strom hat dann die Stärke von 1 A, wenn von ihm pro Sekunde die Ladung von 1 Coulomb transportiert wird. Um einen Begriff von der Kleinheit der Ladung des Elektrons zu geben, sei erwähnt, dass bei einer Stromstärke von 1 A etwa $6 \cdot 10^{18}$, ausgeschrieben 6 000 000 000 000 000 000 Elektronen je Sekunde den Querschnitt passieren müssen.

Internationale Definition des Ampère.

In Paris wird ein Platin-Iridium-Meterstab aufbewahrt, der als Urmeter gilt und dem 1/10 000 000 des Meridianquadranten entspricht. Eine entsprechende Festsetzung wurde auch für das Ampère getroffen, nämlich: Ein gleichmässiger Strom hat dann den Wert von 1 A, wenn er je Sekunde 1,118 mg Silber abscheidet. Diese Definition ist zwar nicht ganz so bequem wie beim Urmeter, aber doch jederzeit einfach und genau nachprüfbar. Dabei sei bemerkt, dass das Urmeter nach neuesten Messungen gar nicht genau dem 1/10 000 000 des Erdquadranten entspricht. Doch das nebenbei. Die Festlegung des Ur-Ampère erfolgte auf Grund eines Versuches, der mit Hilfe der Abb. 4 beschrieben wird. Aus der Lösung werden an der negativen Elektrode Silberionen abgeschieden. Die Menge des ausgeschiedenen Silbers, die sich wiegen lässt, ist der durchgeflossenen Elektrizitätsmenge proportional.

Bei vielen Messungen ist das Ampère eine zu grosse Einheit. Deshalb rechnet man — besonders auch in der Radiotechnik — lieber mit dem Milliampère (mA), also dem tausendsten Teil eines Ampère. Bei noch kleineren Werten ist das Mikroampère (μA) gebräuchlich, also der tausendste Teil eines mA.

Die Spannung.

Wenn Wasser durch ein Rohr fliessen soll, so wird eine Kraft benötigt, die wir im Druck bemerken. Fliesst Strom durch einen Draht, so heisst die treibende Kraft Spannung. Die Einheit der Spannung heisst Volt (V)*). Auch hier sind wie beim Ampère entsprechend abgeleitete Grössen mV und μV gebräuchlich und ausserdem das Kilovolt (KV), also das tausendfache eines Volt.

Der Widerstand.

Wenn Strom durch einen Draht fliessen soll, so leistet der Draht einen bestimmten Widerstand. Dieser nimmt mit der Länge der Leitung zu und mit steigendem Querschnitt ab. Ausserdem ist er noch von einer Konstanten abhängig, die man den spezifischen Widerstand nennt und mit dem griechischen Buchstaben ρ, sprich Rho, bezeichnet. Die Berücksichtigung des spezifischen Widerstandes ist deshalb erforderlich, weil die verschiedenen Materialien den Strom verschieden gut leiten. Kupfer leitet besser als Aluminimum, dieses wieder besser als Eisen usw. Mit anderen Worten: Die in den verschiedenen Materialien vorhandenen Elektronen haben eine mehr oder weniger grosse Beweglichkeit. Diese Beweglichkeit muss bei der Berechnung berücksichtigt werden, und hierfür wurde der Begriff „der spezifische Widerstand" eingeführt.

Wenn wir nun die Länge der Leitung in Metern mit L bezeichnen und den Querschnitt in mm² mit q, so können wir den Wert des Widerstandes R mit folgender Formel errechnen:

$$R = \rho \frac{L}{q} \qquad 1)$$

Die Einheit des Widerstandes heisst Ohm (Ω) *). Sie ist bei einer Temperatur von 0° Celsius international festgelegt und zwar ist es der Widerstand eines Quecksilberfadens von 106,3 cm Länge und 1 mm² Querschnitt. Die entsprechenden abgeleiteten Einheiten sind dann Kiloohm (kΩ) und Megohm (MΩ).

Die Leitfähigkeit.

An Stelle des dem Strom entgegenstehenden Widerstandes kann man auch die Leitfähigkeit betrachten. Das entspricht der Leichtigkeit, mit der der Strom durch die Leitung fliesst. Die Leitfähigkeit ist das Reziproke des Widerstandes, wie ½ das Reziproke von 2 ist. In Deutschland wurde hierfür die Einheit 1 Siemens*) eingeführt, so dass also 1 Siemens = 1/Ohm ist. Diese Bezeichnung wurde allerdings international nicht übernommen. So schreibt man z. B. in Amerika an ihrer Stelle „mho", also ein rückwärts gelesenes Ohm.

Das Ohm'sche Gesetz.

Strom, Spannung und Widerstand wurden erklärt. Diese drei Grössen werden durch das Ohm'sche Gesetz verbunden. Es lautet:

$$U = I \cdot R \qquad 2)$$

U ist die Spannung in Volt, I der Strom in Ampère und R der Wert des Widerstandes in Ohm. Dieses Gesetz und seine Abwandlungen muss der Radiofachmann so sicher beherrschen und anwenden können wie das Einmaleins. Sind 2 von den 3 Grössen bekannt, so ist die dritte Grösse stets errechenbar. Also kann das Gesetz auch heissen:

$$I = \frac{U}{R} \qquad 3)$$

oder

$$R = \frac{U}{I} \qquad 4)$$

Der grössere Teil aller Berechnungen, die der Radiotechniker anstellen muss, beruhen auf diesem Gesetz. Es soll daher — auch auf die Gefahr hin, langweilig zu werden — an einigen Beispielen deutlich gemacht werden.

Beispiel 1:
In einem Widerstand (R) von 0,3 MΩ sollen 2 mA (I) fließen. Welche Spannung U wird benötigt?
0,3 MΩ = 300 000 Ω
2mA = 0,002 A
Wir rechnen also nach 2):
U = 0,002 × 300 000 = 600 V.

Beispiel 2:
Der Netzteil eines Radios gibt 300 V (U) ab und ist mit 10 000 Ω (R) belastet. Wie hoch ist der Stromwert (I)?
Wir rechnen also nach 3):
J = 300 : 10 000 = 0,03 A.
und geben dafür die übliche Wertbezeichnung, nämlich 30 mA.

Beispiel 3:
Ein 4 Volt (U) Akkumulator soll mit 2 A (I) entladen werden. Welchen Wert muß der Entladewiderstand (R) haben?
Wir rechnen also nach 4):
R = 4 : 2 = 2 Ω.

Die Kirchhoff'schen Gesetze.

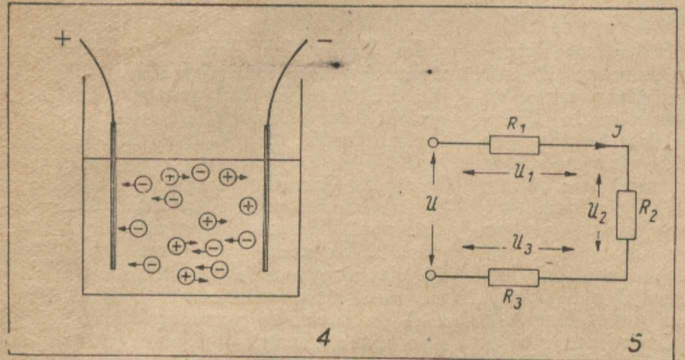
Verfolgt man den Weg, den ein Strom vom Pluspol einer Spannungsquelle durch die verschiedensten Widerstände einer Schaltung zum Minuspol der Spannungsquelle nimmt, so hat man einen elektrischen Kreis vor sich. Der Kreislauf schliesst sich innerhalb der Spannungsquelle vom Minus- zum Pluspol.

In Abb. 5 teilt sich die Spannung U in die Teilspannungen U_1, U_2, U_3. Nach dem Kirchhoff'schen*) Gesetz ist die Summe aller Spannungsabfälle eines elektrischen Kreises gleich der Spannung der Spannungsquelle

$$U_1 + U_2 + U_3 = U \qquad 5)$$

oder

$$U_1 + U_2 + U_3 - U = 0 \qquad 6)$$



4. Das internationale Ampère ist durch die Elektrolyse von Silbernitrat festgelegt, wobei sich die positiven Silberionen an der Kathode abscheiden.

5. Serienschaltung von Widerständen.

Teilt ein Leiter, wie in Abb. 6, sich in mehrere Stromzweige auf, so sagt das zweite Kirchhoff'sche Gesetz aus, dass der Gesamtstrom I, der einem Verzweigungspunkt zufliesst, gleich der Summe aller abfliessenden Teilströme ist.

$$I = I_1 + I_2 + I_3 \qquad 7)$$

oder

$$I - I_1 - I_2 - I_3 = 0 \qquad 8)$$

Für jeden einzelnen Widerstand gilt das Ohm'sche Gesetz.

Die Serienschaltung.

Bisher beachteten wir in unseren Betrachtungen immer nur e i n e n Widerstand im Stromkreis. Wenn nach Abb. 5 in einem Stromkreis mehrere Widerstände hintereinander geschaltet sind, so bezeichnet man dies als Serienschaltung. Die Anzahl der Widerstände ist dabei ganz unerheblich. Die folgenden Rechnungen gelten also ebenso für 2 oder 4 wie für die in den Beispielen verwendeten 3 Widerstände.

Wir betrachten noch einmal Abb. 5 und stellen die Frage nach dem Gesamtwiderstand R der Schaltung. Durch Anwendung der Kirchhoff'schen und des Ohm'schen Gesetzes kann dieser berechnet werden. Es ist:

$$U = U_1 + U_2 + U_3. \qquad 9)$$

Jede Spannung durch den Strom I dividiert, ergibt:

$$\frac{U}{I} = \frac{U_1}{I} + \frac{U_2}{I} + \frac{U_3}{I} \qquad 10)$$

Da, wie aus der Figur ersichtlich:

$$I = I_1 = I_2 = I_3 \qquad 11)$$

und nach dem Ohmschen Gesetz:

$$\frac{U}{I} = R; \; \frac{U_1}{I_1} = R_1; \; \frac{U_2}{I_2} = R_2; \; \frac{U_3}{I_3} = R_3 \qquad 12)$$

ist, erhält man durch Einsetzen dieser Werte den Gesamtwiderstand:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 \qquad 13)$$

Der Gesamtwiderstand ist also die Summe der Einzelwiderstände.

Die Parallelschaltung.

Abb. 6 zeigt die Parallelschaltung von drei Widerständen, die an der gleichen Spannungsquelle liegen. Die Berechnung des Gesamtwiderstandes erfolgt wie bei der Serienschaltung.

$$I = I_1 + I_2 + I_3 \qquad 14)$$

ist durch das zweite Kirchhoff'sche Gesetz gegeben und:

$$U = U_1 = U_2 = U_3 \qquad 15)$$

folgt aus der Abb. 6. Jeder Strom wird durch die entsprechende Spannung dividiert:

$$\frac{I}{U} = \frac{I_1}{U_1} + \frac{I_2}{U_2} + \frac{I_3}{U_3} \qquad 16)$$

Nach dem Ohm'schen Gesetz ist

$$\frac{I}{U} = \frac{1}{R}; \; \frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{R_1}; \; \frac{I_2}{U_2} = \frac{1}{R_2}; \; \frac{I_3}{U_3} = \frac{1}{R_3} \qquad 17)$$

Durch Einsetzen erhält man

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \qquad 18)$$

Die Grössen 1/R stellen die Leitfähigkeiten dar.

Bei Parallelschaltung addieren sich also die Leitfähigkeiten.

Da der Fall von 2 parallelgeschalteten Widerständen besonders einfach ist und ausserdem sehr häufig vorkommt, wollen wir hierfür die Formeln noch einmal aufschreiben:

$$1/R = 1/R_1 + 1/R_2 \qquad 19)$$

also:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{R_2 + R_1}{R_1 \cdot R_2}}$$

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \qquad 20)$$

Hier hat man also den Gesamtwiderstand aus 2 Parallelwiderständen, wenn beide bekannt sind. Falls aber einer der Parallelwiderstände (R_1) durch einen noch unbekannten zweiten (R_2) zu einem gegebenen Gesamtwert (R) erniedrigt werden sollte — denn die Parallelschaltung hat immer geringeren Widerstand als sämtliche Einzelglieder — muss man folgendermassen vorgehen. Nach 19) ist

$$1/R_2 = 1/R - 1/R_1 \qquad 21)$$

Dies ergibt durch dieselbe Umformung wie oben:

$$R_2 = \frac{R \cdot R_1}{R_1 - R} \qquad 22)$$

Im letzen Fall spricht man auch von Shuntung des Widerstandes R_1 durch den Shunt R_2.

Um die obigen, häufig vorkommenden Formeln zu erläutern, bringen wir drei Beispiele.

a) Berechnung eines Schirmgitterspannungsteilers (Abb. 7).

Die Betriebsspannung sei 300 V. Am Schirmgitter einer Röhre sollen 100 V liegen. Der Spannungsteilerstrom soll mindestens 5 mA betragen, damit sich das Spannungsverhältnis am Schirmgitterabgriff durch den Schirmgitterstrom von 1 mA nicht wesentlich ändert. Deshalb wurden 5 mA für dieses Beispiel gewählt.

Der Vorwiderstand R_1, durch den 5 mA fliessen, muss eine Spannung von 300 — 100 = 200 V vernichten. Es ist also R_1 = 200 : 0,005 = 40 000 = 40 kΩ. Setzt man in das Ohm'sche Gesetz die Spannung in Volt, den Strom in mA ein, so erhält man den Widerstand direkt in kΩ, hier also 200 : 5 = 40 kΩ.

Durch den Widerstand R_2, an dem das Schirmgitter liegt, fliesst ein Strom von 5 — 1 = 4 mA. Damit an dem Widerstand R_2 eine Spannung von 100 V bleibt, muss dieser einen Wert von 100 : 4 = 25 kΩ haben.

b) Eine Röhre, die einen Heizstrom von 0,1 A bei einer Spannung von 60 V hat, soll, um eine fehlende Röhre zu ersetzen, in einem Heizstromkreis, in dem 300 mA fliessen, verwandt werden. Parallel zu dem Heizfaden dieser Röhre muss ein Widerstand geschaltet werden, durch den der überschüssige Strom von 0,3 — 0,1 = 0,2 A fliesst. Die Grösse dieses Parallelwiderstandes ist zu berechnen.

$$R_p = 60 : 0{,}2 = 300\ \Omega.$$

Die zu ersetzende Röhre benötigte eine Heizspannung von 25 V. In dem Heizkreis liegt ferner ein Vorwiderstand von 400 Ω. Um die fehlende Spannung von 60 — 25 = 35 V aufzubringen, soll der Vorwiderstand durch einen Parallelwiderstand zu diesem verkleinert werden. An dem Vorwiderstand wurde eine Spannung von 400 · 0,3 = 120 V vernichtet. Nach dem Umbau sollen also nur noch 120 — 35 = 95 V vernichtet werden. Der gesamte Vorwiderstand, also die Parallelschaltung des alten mit dem zusätzlichen, muss eine Grösse von 95 : 0,3 ≃ 320 Ω aufweisen. Der zusätzliche Parallelwiderstand ist also

$$\frac{320 \cdot 400}{400 - 320} = \frac{128\,000}{80} = 1600\ \Omega$$

Die Parallelschaltung der beiden Widerstände 400 Ω und 1600 Ω ergibt den verlangten Widerstand von 320 Ω.

c) Wie gross ist der Wert des Widerstandes von 2 parallelgeschalteten Widerständen von je 20 Ω? Er berechnet sich aus der Formel 20)

$$R = \frac{20 \cdot 20}{20 + 20} = 10\ \Omega \qquad 23)$$

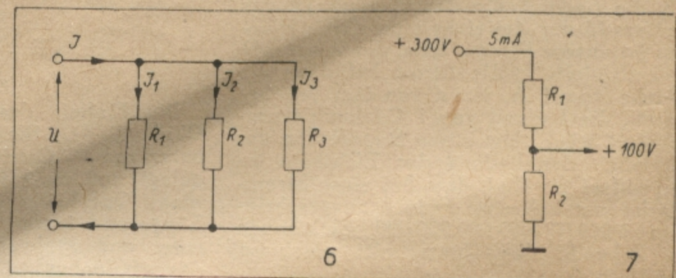
Wir sehen also, dass die Parallelschaltung von zwei gleichen Widerständen ihren Wert halbiert. Entsprechend geht bei 3 gleichen Widerständen der Gesamtwiderstand auf ⅓ zurück.

Die Leistung.

Fliesst ein Strom durch einen Widerstand, so erwärmt sich dieser. Hierbei wird Leistung verbraucht. Deshalb gibt es einen elektrischen Leistungsbegriff. Die Einheit der Leistung ist das Watt. Man berechnet die Leistung als Produkt aus Spannung und Strom:

$$N = U \cdot I \qquad 24)$$

Wenn die Spannung U in Volt und der Strom I in Ampère eingesetzt werden, ergibt sich die Leistung N in Watt.*) Auch hier gibt es wieder abgeleitete Einheiten. Das Milliwatt (mW) = 1/1000 Watt und das Kilowatt (kW) = 1000 Watt. Wenn nun in einem speziellen Fall zwar der Widerstand, nicht aber Spannung oder Strom bekannt sind, kann



6. Parallelschaltung von Widerständen.

7. Zur Berechnung des Schirmgitterspannungsteilers.

man die Leistungsformel mit Hilfe des Ohm'schen Gesetzes in die beiden folgenden Formen bringen:

$$N = I^2 \cdot R \qquad 25)$$

und

$$N = U^2 : R \qquad 26)$$

Da auch diese Formeln in der Radiotechnik häufig benutzt werden, sollen sie mit einem einfachen Beispiel erläutert werden. Eine Röhre, z. B. die UCL 11, verbraucht bei 60 V Heizspannung 100 mA Heizstrom. Daraus ergibt sich ihre Heizleistung $60 \cdot 0{,}1 = 6$ W.

Nehmen wir an, dass mit der UCL 11 mehrere Röhren und Skalenlämpchen in Serie liegen, sodass insgesamt eine Spannung von 180 V benötigt wird. Das Gerät soll an 220 V angeschlossen werden und 0,1 A verbrauchen. Es wird somit ein Vorwiderstand benötigt, dessen Wert errechnet werden soll. Der Spannungsabfall am Widerstand ist gleich der Spannungsdifferenz $220 - 180 = 40$ V. Daraus ergibt sich der Widerstand zu $40 : 0{,}1 = 400\,\Omega$. Die Leistung entsteht gleichmässig aus:

$$N = 40 \cdot 0{,}1 = 4 \text{ W}$$
$$N = 0{,}1^2 \cdot 400 = 0{,}01 \cdot 400 = 4 \text{ W}$$
$$N = 40^2 : 400 = 4 \text{ W}$$

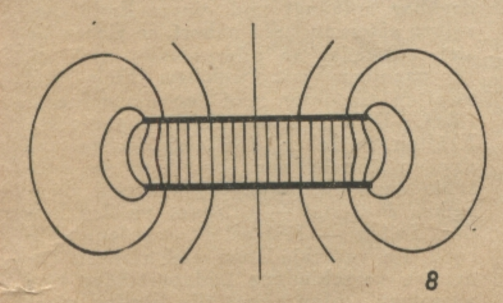
Wenn alle drei Werte R, U und I bekannt sind, ist die Benutzung der ersten Gleichung am bequemsten. Falls man nur zwei der Werte kennt, sucht man sich die entsprechende Formel aus.

Die Energie.

Der elektrische Zähler, nach dem man den „Verbrauch" bezahlen muss, zählt Wattstunden. Wir haben hier die Leistung mit der Zeit zu multiplizieren, um so die elektrische Energie zu erhalten. Es ist also gleichgültig, ob man 40 Watt 10 Stunden lang, oder 80 Watt nur 5 Stunden lang verbraucht. Die verbrauchte Energie beträgt immer 400 Wattstunden. Als technische Einheit benutzt man meist die Kilowattstunde.

Der Kondensator.

Wenn man eine Spannung an zwei sich gegenüberstehende Metallplatten legt, laden sich die Platten auf. Hiervon kann man sich leicht überzeugen, wenn man nach Entfernung der Spannungsquelle die Platten kurzschliesst: Es entsteht ein Funke. Abb. 8 zeigt das Feldlinienbild eines geladenen Plattenkondensators.

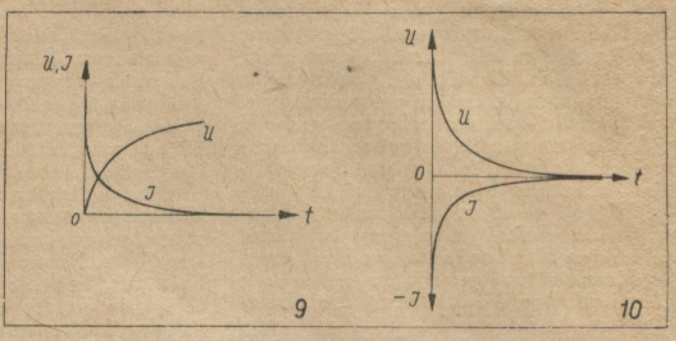


8. Zwischen zwei entgegengesetzt geladenen Metallplatten bildet sich ein Feld aus, das die Ladungen auf den Kondensator festhält.

Die Beziehung, in der Spannung U und Ladung Q miteinander stehen, lautet:

$$Q = C \cdot U \qquad 27)$$

Der Proportionalitätsfaktor C heisst die Kapazität des Kondensators. Eine solche Anordnung, die bei einer Spannung von 1 V eine Ladung von 1 Coulomb aufnimmt, hat die Kapazitätseinheit von 1 Farad*). Diese Einheit stellt eine für die Praxis viel zu grosse Kapazität dar, deshalb rechnet man mit dem Mikrofarad (μF) = 1/1 000 000 Farad und fast noch häufiger mit Pikofarad (pf) = 1/1 000 000 μF.

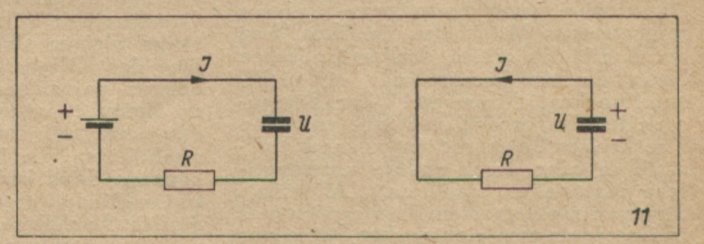


9. Bei der Aufladung des Kondensators steigt die Spannung langsam an, während gleichzeitig der Ladestrom Null wird.

10. Auch die Kondensator-Entladung braucht eine gewisse Zeit, während der die Spannung abfällt und ein negativer Strom fliesst.

Statt der Bezeichnung pF werden Kapazitäten auch in cm gemessen. Hierbei ist 1 cm = 1,1 pF bzw. 1 pF = 0,9 cm. Die Bezeichnung in cm ist jedoch veraltet, so dass man heute in der Technik fast nur in pF rechnet.

Die Kapazität eines Kondensators ist abhängig von der mechanischen Anordnung und von dem Material, das sich zwischen den Kondensatorplatten befindet. Die Kapazität ist unabhängig von der Stärke der Platten.



11. Schaltschema zur Auf- und Entladung eines Kondensators.

Die Kapazität steigt mit grösser werdender Plattenoberfläche und verringertem Abstand. Ausserdem steigt die Kapazität, wenn man statt Luft einen anderen Isolator verwendet. Zu jedem Material gibt es eine Materialkonstante, die Dielektrizitätskonstante ε (= griechischer Buchstabe Epsilon), die anzeigt, wievielmal grösser die Kapazität eines gegebenen Kondensators mit diesem Dielektrikum — dies ist der Sammelname für alle Nichtleiter, wenn man sie bei ihrer Verwendung für Kondensatoren betrachtet — an Stelle von Luft ist. Als Formel schreibt sich dies folgendermaßen

$$\varepsilon = C : C_L \qquad 28)$$

wobei C die Kapazität mit dem betrachteten Dielektrikum und C_L die Kapazität mit Luft als Dielektrikum bedeutet. Sämtliche Dielektrizitätskonstanten sind grösser als 1, das heisst, eine Kondensatoranordnung kann in der Praxis nie eine kleinere Kapazität haben, als sie in Luft besitzt. Als Beispiel sind hier die Dielektrizitätskonstanten einiger Materialien angegeben

Material	
Trolitul	2,5
Porzellan	6
paraffiniertes Papier	2
Glas	6—12
Wasser	81

Bei der Aufladung des Kondensators fliesst ein Strom, der erst dann Null wird, wenn der Kondensator voll aufgeladen ist. Bei der Entladung fliesst ein Strom in umgekehrter Richtung. Abb. 9 und 10 zeigen den Stromverlauf in beiden Fällen. Zur Aufladung und Entladung ist jeweils eine bestimmte Zeit nötig, die von dem in Serie mit dem Kondensator liegenden Widerstand abhängt, da dieser den Strom begrenzt. Ladung und Entladung werden um so länger dauern, je grösser dieser in Abb. 11 gezeichnete Vorwiderstand R und die Kapazität C sind. Man bezeichnet das Produkt $R \cdot C$ als die Zeitkonstante einer solchen Schaltung. Diese gibt an, wie lange es dauert, bis der Kondensator auf den e-ten Teil der Eingangsspannung aufgeladen bzw. bis er auf den e-ten Teil seiner Ladespannung entladen ist. Die Zahl e ist hierbei die Basis der natürlichen Logarithmen e = 2,72 . . . .

II. MAGNETIK

DAS MAGNETISCHE FELD · DER MAGNETISCHE KREIS · DAS FELD EINER SPULE · SPULE MIT EISENKERN · HYSTERESIS, REMANENZ, KOERZITIVKRAFT · PERMANENTE MAGNETE · ELEMENTARMAGNETE

Neben der Elektrik steht die Magnetik. Beide zusammen geben die theoretische Grundlage der Elektrotechnik, ja, sie sind die Fundamente der modernen Naturwissenschaft. Es gibt also kaum ein Wissensgebiet, das nicht irgendwie durch die Lehren der Elektrik und der Magnetik beeinflusst würde. Die Kräfte, die ruhende elektrische Ladungen aufeinander ausüben, sind durch das im Abschnitt Elektrik erklärte elektrische Feld gekennzeichnet. Bewegte Elektrizität — der Strom — bewirkt ein weiteres Kraftfeld, nämlich das magnetische Feld.

Das Magnetische Feld.

Wenn man einen stromdurchflossenen Draht einer Magnetnadel nähert, beobachtet man eine Ablenkung derselben, die bei Ausschaltung des Stromes verschwindet und nach Wiedereinschaltung erneut entsteht. Dieser von Örstedt*) zuerst unternommene Versuch ist ein Beweis dafür, dass der fliessende elektrische Strom von einem Magnetfeld umgeben ist. Die Form der Kraftlinien kann man er-

halten, wenn man mit der Magnetnadel um den Leiter herumwandert, da diese sich jeweils in die Kraftlinienrichtung einstellt. Abb. 12 zeigt die entstehenden konzentrischen Kreise um einen senkrecht zur Zeichenebene verlaufenden geraden Leiter, in dem der Strom auf die Zeichenebene zu fliesst. Die Richtung der Kraftlinien kann man sich nach der „Rechte-Hand-Regel" merken. Sie lautet folgendermassen: Umfasst man einen Draht mit der rechten Hand so, dass der Daumen in die Stromrichtung weist, so geben die anderen Finger die Richtung der Kraftlinien an. Dasselbe bedeutet es, wenn man sich merkt: Der Drehsinn einer normalen, rechtsgängigen Schraube, in Richtung des elektrischen Stromes in den Draht geschraubt, ist der Drehsinn des magnetischen Feldes. Die Stärke des Feldes hängt von der Stromstärke ab.

Der Magnetische Kreis.

Die Gesamtheit der Kraftlinien, die durch eine Fläche senkrecht zu ihnen tritt, nennt man den magnetischen Fluss. Der Weg des Flusses heisst magnetischer Kreis, der stets geschlossen ist. Die Anwesenheit von Eisen oder anderen magnetischen Materialien in dem Weg der Kraftlinien erhöht den magnetischen Fluss, deshalb benutzt man oft nichtunterbrochene Eisenwege. Zur Begrenzung des Flusses wird man dagegen in den Eisenkreisen Unterbrechungen durch Luftstrecken oder durch andere unmagnetische Materialien einführen. Allerdings darf man nie vergessen, dass es sich hier im Gegensatz zum elektrischen Strom nur um einen sogenannten Kraftfluss, also um die Übertragung magnetischer Kräfte handelt. Man spricht von einem magnetischen Widerstand eines Kreises oder eines Materials. Abb. 13 zeigt als Beispiel für einen in der Radiotechnik vorkommenden magnetischen Kreis den Kraftlinienverlauf im Transformator.

Das Feld einer Spule.

Die magnetische Kraft kann man dadurch erhöhen, dass man den Draht zu einer Spule aufwickelt. Es ergibt sich dann ein Kraftlinienbild, wie es in Abb. 14 gezeigt ist. Wenn man die Spule so mit der Rechten umgreift, dass die Finger in die Stromrichtung zeigen, dann gibt der Daumen die Richtung des von der Spule gebildeten magnetischen Feldes an. Durch Veränderung der Stromstärke läßt sich die Stärke des magnetischen Feldes regeln. Entsprechend läßt sich die Polarität vertauschen und der Magnet abschalten.

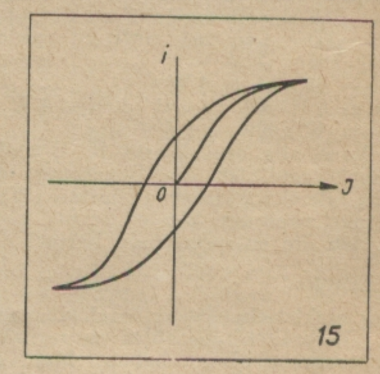
Spule mit Eisenkern.

Die magnetische Kraft einer Spule wird durch Einfügen eines Eisenkernes bedeutend erhöht. Man verwendet Eisen, Kobald, Nickel oder ihre Legierungen, weil alle anderen Stoffe — nach dem Sprachgebrauch — unmagnetisch sind. Man kann die unmagnetischen Stoffe in zwei Gruppen einteilen, deren eine das Magnetfeld etwas schwächt und deren andere das Magnetfeld etwas stärkt. Die Grösse des magnetischen Flusses — und damit der magnetischen Kraft — bei einer bestimmten magnetischen Erregung wird durch die Permeabilität bestimmt. Deshalb wird sie oft der elektrischen Leitfähigkeit an die Seite gestellt, obgleich es physikalisch sinnvoller wäre, sie mit der Dielektrizitätskonstanten zu vergleichen. Denn aus der Definition für diese geht hervor, dass sie für die Grösse der elektrischen Kraftwirkung massgebend ist, da sich die mit ε steigenden Ladungen auf den Kondensatorplatten durch die elektrische Anziehungskraft festhalten. Es ist klar, dass magnetische Materialien eine höhere Permeabilität besitzen als nicht-magnetische. Sie ist bei den unmagnetischen Materialien um weniger als 1/10 000 von 1 verschieden. Körper, die das Magnetfeld schwächen, heissen diamagnetisch, ihre Permeabilität ist etwas kleiner als 1. Materialien, durch die das Magnetfeld verstärkt wird, heissen paramagnetisch. Im Gegensatz zu diesen geringen Permeabilitäten haben alle „magnetischen" Materialien Permeabilitäten, die bis zu 10 000 ansteigen können. Dies bedingt ihre prinzipiellen Unterschiede gegenüber allen anderen Stoffen. Nach der obigen Einteilung wären sie als extrem paramagnetisch zu bezeichnen; man hat aber für sie, um ihrer Sonderstellung gerecht zu werden, die Bezeichnung ferromagnetisch eingeführt. Für die im täglichen Sprachgebrauch mit magnetisch bezeichneten Materialien lautet also der Fachausdruck ferromagnetisch. Für die im täglichen Sprachgebrauch mit unmagnetisch bezeichneten Materialien lauten die Fachausdrücke diamagnetisch oder paramagnetisch.

Hysteresis, Remanenz, Koerzitivkraft.

Die Stärke des magnetischen Flusses steigt mit steigendem Strom. Die Grösse des magnetischen Flusses je Flächeneinheit nennt man magnetische Induktion. Wenn sich in einer Spule ein Eisenkern befindet, kann die magnetische Induktion aber nicht beliebig weit ansteigen, da die Permeabilität von der magnetischen Induktion abhängt. Von einem bestimmten Sättigungswert an erzeugt eine Erhöhung des Stromes fast keine Erhöhung der magnetischen Induktion mehr. Bei dia- und paramagnetischen Stoffen ist die magnetische Induktion um Grössenordnungen kleiner, steigt aber bis zu den höchsten Strömen linear mit dem Spulenstrom an, da ihre Permeabilität konstant ist.

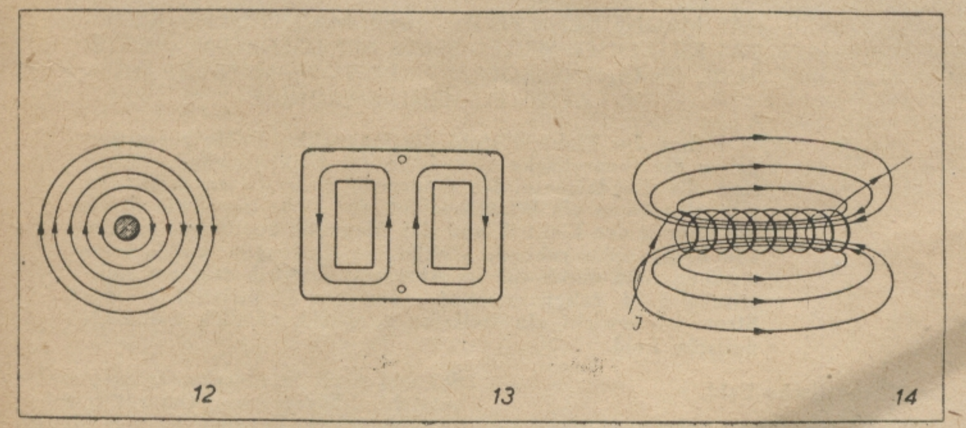
Der Verlauf der magnetischen Induktion bei einer Spule mit Eisenkern ist in Abb. 15 gezeichnet. Wird nach anfänglicher Erhöhung des Stromes bis zur Erreichung der magnetischen Sättigung dieser wieder kleiner, so geht die magnetische Induktion, wie in der Abb. 15 gezeigt, langsam zurück. Aber beim Strom Null bleibt noch ein Restmagnetismus übrig, den man die Remanenz nennt. Dieser verschwindet erst bei einem bestimmten Strom in entgegengesetzter Richtung. Das magnetische Feld dieses Stromes ist ein Mass für die Koerzitivkraft. Im weiteren Verlauf wiederholt sich der gesamte Vorgang. Die entstehende geschlossene Kurve heisst Hysteresis-Schleife. Ihre Form und ihre Fläche geben die Eigenschaften der untersuchten Eisensorten an. Die Tatsache der magnetischen Sättigung müssen wir uns merken; denn sie ist zum Verständnis von Verzerrungen in Übertragern von Bedeutung.



15. Die Abhängigkeit der Induktion einer Spule mit Eisenkern vom magnetisierenden Strom zeigt die typische Form der Hysterese-Schleife. Bei der Magnetisierung von der Induktion Null aus wird die Neukurve durchlaufen, wogegen der weitere Verlauf durch die Schleife dargestellt wird.

Permanente Magnete.

Die bekannten Stab- oder Hufeisenmagnete sind, fachmännisch ausgedrückt, Permanentmagnete. Man sagt Permanentmagnete, weil sie ihren Magnetismus dauernd — lateinisch permanent — behalten. Wenn man einen Stabmagneten drehbar aufhängt und einem Ende desselben einen anderen nähert, so ziehen sie sich entweder an oder stossen sich ab, je nachdem mit welchem Ende des zweiten Magneten man den Versuch ausführt. Dies ist eine Erscheinung, die den Kräften zwischen den elektrischen Ladungen ähnelt, nur dass hier die verschiedenen Zustände an ein und demselben Material — getrennt an den beiden Enden — festgestellt werden, während die verschiedenen elektrischen Ladungen verschiedene Ladungsträger voraussetzen. Man nennt die Stellen eines Magneten, an denen sich die magnetische Wirkung konzentriert, seine Pole. Sie liegen nicht ganz an den Enden eines Stabmagneten, sondern jeweils etwa um $^1/_{12}$ nach innen. Einer der Pole heisst Nordpol, der andere Südpol. Ein waagerecht drehbar aufgehängter Magnet stellt sich so ein, dass sein Nordpol etwa nach Norden zeigt. Aus dieser Ausrichtung im magnetischen Feld der Erde stammt die sonst völlig willkürliche Bezeichnung der Pole. Wenn man nun den ersten Versuch mit Magneten wiederholt, deren Pole gekennzeichnet sind, ergibt sich, ähnlich wie bei den elektrischen Ladungen: Gleichnamige Pole stossen sich ab, ungleichnamige ziehen sich an.

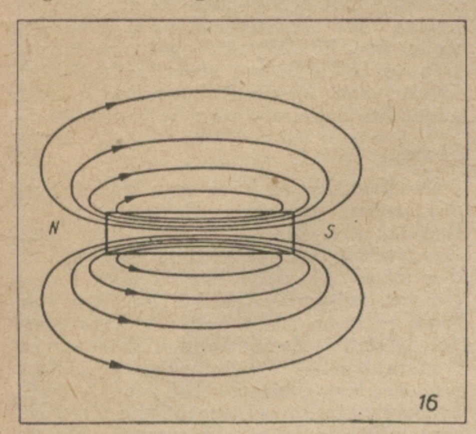


12. Zirkulares, nach aussen schwächer werdendes Magnetfeld eines die Papierebene senkrecht durchfliessenden Stromes.

13. Magnetischer Kreis im Querschnitt eines Transformators.

14. Magnetisches Feld einer zylindrischen Spule.

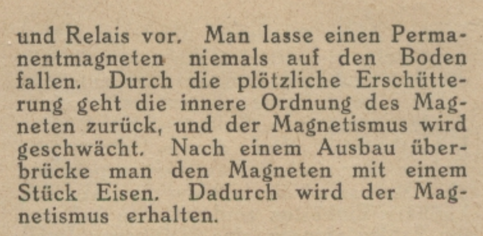
Abb. 16 zeigt das Feld eines Stabmagneten. Es gibt hier keine Kraft-



16. Das Magnetfeld eines Stabmagneten entspricht dem Feld im Aussenraum einer geraden Zylinderspule.

linien, die von einem Pol weg ins Unendliche laufen, wie dies bei den elektrischen Feldern möglich ist. Alle Linien gehen vom Nordpol zum Südpol und im Magneten zurück zum Nordpol. Sie sind also geschlossen. Diese Tatsache hängt mit der Untrennbarkeit der Magnetpole zusammen. Die Form dieses magnetischen Feldes entspricht weitgehend dem magnetischen Feld einer Spule nach Abb. 14.

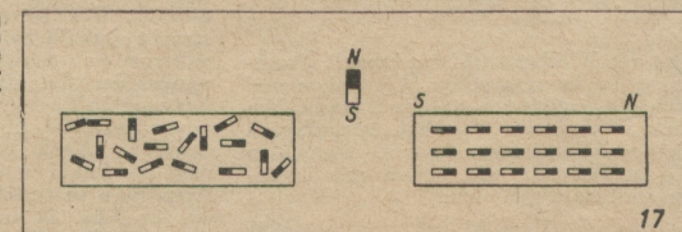
In der Radiotechnik kommen Dauermagnete in Lautsprechern, Tonabnehmern

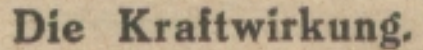


und Relais vor. Man lasse einen Permanentmagneten niemals auf den Boden fallen. Durch die plötzliche Erschütterung geht die innere Ordnung des Magneten zurück, und der Magnetismus wird geschwächt. Nach einem Ausbau überbrücke man den Magneten mit einem Stück Eisen. Dadurch wird der Magnetismus erhalten.

Elementarmagnete.

Wenn man einen Stabmagneten in der Mitte teilt, so entstehen an der Bruchstelle zwei entgegengesetzte Pole, sodass man wiederum zwei vollständige Magnete erhält. Dieses Teilen kann man so weit fortsetzen, wie man will; immer wieder entstehen vollständige neue Magnete. Man folgert daraus, dass sich — im Gegensatz zu den elektrischen Ladungen — die magnetischen Pole nicht trennen lassen. Dementsprechend stellt man sich — wie in Abb. 17 dargestellt — den Permanentmagneten aus kleinen Elementarmagneten zusammengesetzt vor. Atomphysikalisch erklären sich die Elementarmagneten so: Bekanntlich rotieren in den Atomen die Elektronen um den Kern. Aber die Bewegung von Ladungen, und das sind ja die Elektronen, stellt einen elektrischen Strom dar.





17. Die Magnetisierung eines Permanentmagneten wird schematisch durch die Ausrichtung von Elementarmagneten-atomaren Kreisströmen - dargestellt.

Dieser wiederum erzeugt ein Magnetfeld. So werden also die Atome die Elementarmagnete darstellen. Auch warum diese Wirkung gerade bei Eisen, Kobalt und Nickel kräftige Permanentmagnete ergibt, bemüht sich die moderne Atomtheorie zu erklären.

III. ELEKTROMAGNETIK

DIE INDUKTION · DIE KRAFTWIRKUNG · DIE SELBSTINDUKTION DER SPULE

Im Kapitel II haben wir gesehen, dass ein elektrischer Strom von einem magnetischen Feld begleitet wird. Wir können diese Tatsache auch so ausdrücken: Bewegte Ladungen bewirken ein Magnetfeld. Da jede Ladung aber ein elektrisches Feld hervorruft, können wir ohne grundsätzliche Änderung den Ausdruck noch einmal umdenken und erhalten dann die Aussage: Ein bewegtes elektrisches Feld ist Ursache eines magnetischen Feldes. In diesem Satz, der mit dem ersten gleichbedeutend ist, kann man sogar Ursache und Wirkung — also elektrisch und magnetisch — vertauschen. Man erhält dann: Ein bewegtes Magnetfeld ist Ursache eines elektrischen Feldes.

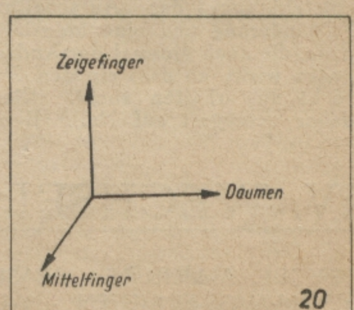
Die Induktion.

Hier wird also behauptet: Wenn man einen Magneten an einem Draht senkrecht zu diesem vorbeibewegt, entsteht am Draht eine elektrische Spannung. Wie sich dies experimentell bestätigen lässt, ist in Abb. 18 dargestellt. Wir haben hiermit die Grundtatsache der Induktion erklärt.

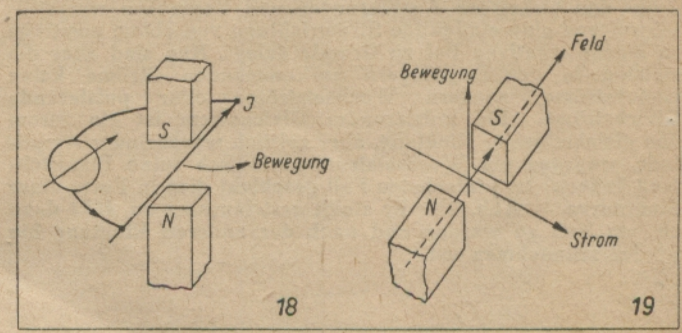
Die im einfachen Draht induzierte Spannung ist allerdings sehr klein. Sie wird erst dann merkliche Werte annehmen, wenn wir anstelle des einfachen Drahtes eine Spule mit vielen Windungen benutzen, weil sich die Spannungen an den einzelnen Windungen addieren. Man braucht also, um eine magnetisch induzierte Spannung zu erhalten, dreierlei: Das Magnetfeld, die Spule und die Bewegung. Die Bewegung muss derart erfolgen, dass der elektrische Leiter von den magnetischen Kraftlinien geschnitten wird. Letztere darf man nicht vergessen, denn wenn Feld und Spule ruhen, erhält man überhaupt keine Wirkung. Um eine Spannung zu induzieren, kann man den Magneten ruhen lassen und die Spule in seinem Feld bewegen. Ob hierbei ein Permanent- oder ein Elektromagnet verwandt wird, bleibt gleichgültig. Die grossen Generatoren in den Kraftwerken arbeiten z. B. mit Elektromagneten. Durch die Bewegung der Spule im Felde wird das an ihr wirkende Magnetfeld geändert. Die Änderung des Magnetfeldes kann bei ruhendem Elektromagneten und ruhender Spule auch durch Änderung des Stromes erzielt werden, weil auch so die an der Induktionsspule wirksame Feldstärke verändert wird. Dies ist wiederum keine neue Tatsache, sondern nur eine Erweiterung des schon Bekannten. Man kann daher die anfängliche Aussage ergänzen und fasst dies mit dem Genannten zusammen: In einem Leiter entsteht eine Spannung, wenn er von magnetischen Kraftlinien geschnitten wird. (Bei „geschnitten" denkt man an die Bewegung des Schneidens und nicht an ein ruhendes Durchdringen.) Hiermit haben wir gleichzeitig die physikalische Grundlage für Generator und Transformator.

Die Kraftwirkung.

Wir kommen nun zu einer weiteren Tatsache des Elektromagnetismus. Da ein stromdurchflossener Leiter ein Magnetfeld erzeugt, muss auch auf ihn von einem Magneten eine Kraft ausgeübt werden. Falls der Leiter beweglich ist, wird er also eine Bewegung ausführen. In Bild 19 sieht man, dass die Richtung des Stromes, des Magnetfeldes — vom Nord- zum Südpol — und der Bewegung aufeinander senkrecht stehen. Es gibt wiederum eine „Rechte-Hand-Regel": Wenn man Daumen, Zeigefinger und Mittelfinger der rechten Hand so ausspreizt, dass ihre Richtungen aufeinander senkrecht stehen — Abb. 20 — wird der



20. Die drei ersten Finger der rechten Hand als räumliches Richtungssystem.



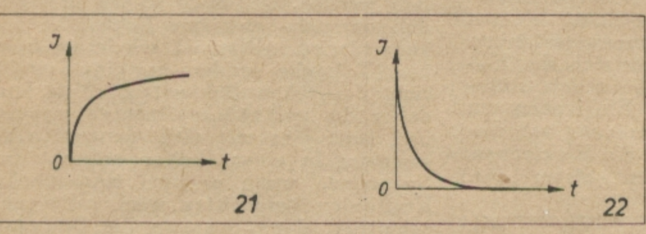
18. In einem durch ein Magnetfeld bewegten Leiter wird eine Spannung induziert. Der durch sie bewegte Strom ist mit einem empfindlichen Galvanometer messbar.

19. Ein Stromdurchflossener Leiter erfährt im Magnetfeld eine Kraft, die senkrecht auf dem Felde und der Stromrichtung steht und den Leiter aus dem Feld herauszudrängen sucht.

Daumen in die Richtung des Stromes, der Zeigefinger in die des Magnetfeldes und der Mittelfinger in die Kraftrichtung zeigen. Diese Wirkung des Stromes, bei der natürlich der Magnet wiederum durch einen Elektromagneten dargestellt werden kann, ist das Grundprinzip des Elektromotors. Ausserdem beruht auf ihr das am weitesten verbreitete Strommessgerät, das Drehspulinstrument.

Die Selbstinduktion der Spule.

Wenn in einer Spule ein Strom eingeschaltet wird, entsteht ein Magnetfeld. Dieses entstehende Magnetfeld induziert in jedem Leiter, der von ihm geschnitten wird, eine Spannung; denn das Entstehen des Feldes entspricht ja einer plötzlichen Änderung. Also wird auch in der Spule selbst eine Spannung induziert. Diese ist nach Aussage des Lenz'schen*) Gesetzes der den Strom bewirkenden, ursprünglichen Spannung entgegengerichtet. Dies ist anschaulich klar, weil sonst, da die Stromerhöhung eine Spannungserhöhung, diese eine Stromerhöhung, diese wieder eine Spannungserhöhung usw. ergeben würde, der Strom sich in einer solchen Spule selbst immer steigern und schliesslich beliebig gross werden könnte, was natürlich physikalisch unsinnig wäre. Durch die induzierte Gegenspannung kann während der Einschaltung nicht sofort die ganze äussere Spannung wirksam werden. Da die Gegenspannung der Änderung des Feldes, also der Änderung des Stromes, proportional ist, muss sie stetig kleiner werden. Der Strom erreicht daher nicht plötzlich, sondern langsam seinen endgültigen Wert. Da sich nach dieser Einschaltzeit der Strom nicht mehr ändert, ist dann auch die induzierte Spannung verschwunden. Dementsprechend entsteht bei der Ausschaltung eine Feldänderung und eine induzierte Spannung, die auch diesmal der Änderung entgegen wirkt, so dass sie den Strom aufrecht zu erhalten sucht. Dieser fällt daher verzögert auf Null. Beides wird in den Abb. 21 und 22 illustriert. Man vergleiche sie mit den Abb. 9 u. 10 für die Auf- und Entladung des Kondensators.



21. Stromanstieg bei Einschaltung einer Gleichspannung an einer Induktivität.

22. Stromabfall beim Ausschalten einer Induktivität.

Die geschilderte Eigenschaft einer Spule nennt man Selbstinduktion oder Induktivität. Von dieser hängt die Grösse der induzierten Gegenspannung ab. Man misst sie in Henry*) (H). Als kleinere Einheiten sind mit den bekannten Zahlenfaktoren das Millihenry (mH) und das Mikrohenry (μH) üblich. Das Henry ist wieder aus den schon bekannten elektrischen und mechanischen Einheiten abgeleitet. Eine Spule hat dann die Induktivität von 1 Henry, wenn bei einer gleichmässigen Stromänderung — Anstieg oder Abfall — um 1 A/s (Ampère pro Sekunde) eine Gegenspannung von 1 V induziert wird.

Bei gleichen äusseren Abmessungen der Spule ist ihre Induktivität von der Windungszahl abhängig. Eine Verdoppelung der Windungszahl verdoppelt gleichzeitig die induzierenden Windungen und auch die Windungen, auf die die Induktion wirkt. Dies macht plausibel, weshalb sich die Induktivität vervierfacht. Wenn man die Induktivität wie üblich mit L bezeichnet, so ergibt sich:

$$L = Al \cdot n^2 \qquad 29)$$

Hier ist n die Windungszahl und Al die Induktivität einer Windung bei der betrachteten Anordnung. Wie beim Elektromagneten wird die Wirkung durch einen Eisenkern bedeutend erhöht, d. h. der Al-Wert steigt. Die Höhe des Al-Wertes wird durch die Form des Spulenkörpers und die Eisenqualität bestimmt. Der Al-Wert ist oft zum praktischen Gebrauch in der Literatur auch als die Induktivität einer Spule mit 1000 Windungen definiert — das ist natürlich selbstverständlich vermerkt —, da man eine solche eher messen kann als eine mit nur einer Windung. Dann ist n nicht mehr die Windungszahl selbst, sondern die Windungszahl in tausenden Windungen gezählt.

IV. WECHSELSTROM-THEORIE

PERIODE, AMPLITUDE · PHASE · FREQUENZ · WECHSELSTROM-MASS-EINHEITEN · WIDERSTAND, KAPAZITÄT, INDUKTIVITÄT · IMPEDANZ · DER TRANSFORMTAOR · SPANNUNGSÜBERSETZUNG · STROMÜBERSETZUNG · WIDERSTANDSANPASSUNG

In den bisherigen Ausführungen und Versuchen war stillschweigend eine eindeutige Stromrichtung von einem positiven zu einem negativen Pol zu Grunde gelegt. Nun sind aber die meisten in den Empfängern vorkommenden Ströme keine Gleichströme, sondern Wechselströme oder pulsierende Gleichströme. Ein pulsierender Gleichstrom ist ein Strom von gleichmässiger Richtung, aber zeitlich wechselnder Amplitude, wogegen ein Wechselstrom periodisch seine Flussrichtung ändert. Im einfachsten Fall geschieht dies in Form einer Sinuskurve — Abb. 23. Er steigt erst langsam an, fällt dann ab, um Null zu werden und nach der anderen Richtung hin wieder zuzunehmen usf.

Periode, Amplitude.

Man nennt den Verlauf bis zur Wiederholung des Anfangszustandes eine Periode, in Abb. 23 mit T gekennzeichnet. Den höchsten Betrag über der Null-Linie nennt man Maximalamplitude A oder auch den Scheitel- oder Spitzenwert.

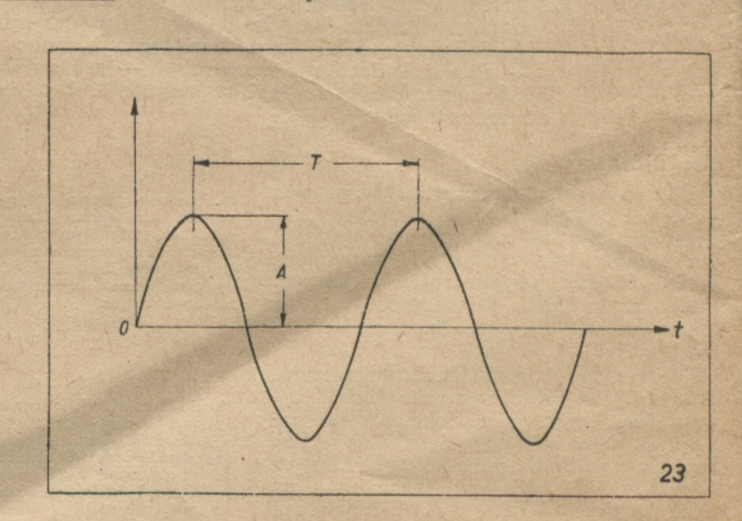
Phase.

Die Sinuskurve kann man sich folgendermassen aus der Bewegung eines Punktes auf einem Kreis mit konstanter Geschwindigkeit abgeleitet denken. In der Figur 24 möge der Punkt P mit gleichmässiger Geschwindigkeit auf dem Kreis rotieren. Wir haben 8 Punkte mit dem gleichen Zeitabstand und im ersten Quadranten — Viertelkreis — noch 2 weitere festgehalten. In dem Achsenkreuz rechts ist wagerecht die Zeit und senkrecht die Höhe aufgetragen, die der Punkt P zu jeder Zeit erreicht. Die Sinuskurve entsteht dann über die punktierten Linien durch Herüberloten von der Kreisbewegung auf das Zeitdiagramm. Nach einem Umlauf — Zurücklegung des ganzen Winkels 360° oder 2π — ist gerade eine Periode T der Kurve vollendet. Entsprechend kann man die Teile der Periode durch Teile des Vollwinkels darstellen. Z. B. entspricht $T/2 : 180°$ oder π, $T/4 : 90°$ oder $\pi/2$ usw. Man spricht deshalb bei sinusförmigem Wechselstrom von einem bestimmten Phasenwinkel des Ablaufs oder kurz von einer bestimmten Phase, wobei man immer von einem festen Nullpunkt in der Zeitachse ausgeht. Nach ihrer Herleitung misst man die Phase in Grad. Die momentane Amplitude entspricht dann, wie man auch an der Abb. 24 sehen kann, dem Sinus des jeweiligen Phasenwinkels.

Frequenz.

Die Anzahl der Perioden pro Sekunde wird Frequenz genannt. Sie wird in Hertz*) gemessen (Hz). Die Frequenz des üblichen Lichtnetzes ist 50 Hz, also 50 Perioden pro Sekunde. Frequenzen zwischen 16 und 15 000 Hz nennt man Tonfrequenzen, da sie, vom Lautsprecher in Musik verwandelt, vom menschlichen Ohr als Töne gehört werden. Frequenzen zwischen 100 000 Hz = 100 kHz und 100000 kHz = 100 MHz nennt man Hochfrequenz, sie werden zur Radioübertragung benutzt. Aber das sind noch lange nicht die höchsten bekannten Frequenzen. Das Licht hat eine Frequenz von ca. 10^{15} Hz = 10^9 MHz. Noch grössere Frequenzen besitzen die Röntgen- und Gammastrahlen.

Ganzzahlige Vielfache einer Grundfrequenz nennt man Harmonische. Die



Harmonischen der Netzfrequenz sind: $2 \cdot 50 = 100$ Hz, $3 \cdot 50 = 150$ Hz usw.; dabei nennt man 100 Hz die zweite Harmonische, da die Grundfrequenz mit 2 multipliziert werden muss. Subharmonisch heisst eine Frequenz, die man aus einer Grundfrequenz nicht durch Multiplikation mit einer ganzen Zahl, sondern durch Division durch eine solche erhält. Nach der eingeführten Bezeichnung ist die Grundfrequenz selbst die erste Harmonische.

Wechselstrom-Mass-Einheiten.

Wir müssen nun die Strom-, Spannungs- und Leistungsgrössen bei Wechselströmen erklären. Man sagt, ein Wechselstrom habe dann die Stärke von 1 A, wenn er die gleiche Erwärmung wie 1 A Gleichstrom hervorbringt. Dies kann dann natürlich nicht dem Spitzenwert entsprechen. Zwar ist die Stromrichtung für die Erwärmung unwesentlich, doch müssen die Spitzenwerte die Zeiten der Nulldurchgänge ausgleichen. Der so definierte Stromwert heisst Effektivwert, denn er ist der Wert, der die Wirkung, den Effekt, angibt. Er wird mit I_{eff} bezeichnet, im Gegensatz zum Spitzenwert I_{sp}. Zwischen beiden besteht die Beziehung:

$$I_{eff} = 0{,}707 \cdot I_{sp} \qquad 30)$$

bzw. umgekehrt:

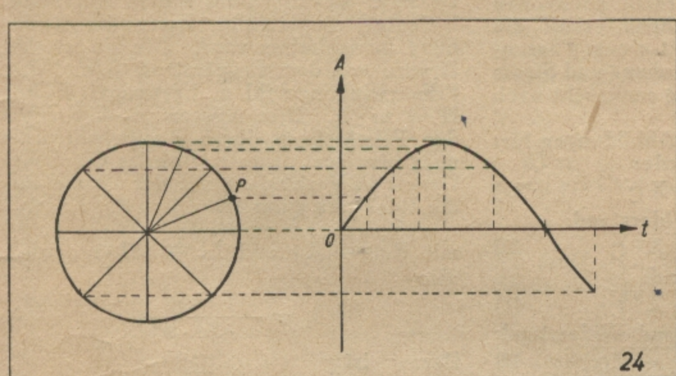
$$I_{sp} = 1{,}414 \cdot I_{eff} \qquad 31)$$

Da auch bei Wechselstrom das Ohmsche Gesetz gilt, gelten ganz entsprechende Beziehungen für den Effektiv- und Scheitelwert der Spannung. Die Leistung in einem Wechselstromkreis ist dann gleich dem Produkt der Effektivwerte oder gleich dem halben Produkt der Scheitelwerte:

$$N = I_{eff} \cdot U_{eff} = I_{sp} \cdot U_{sp} \cdot 0{,}707^2 = \tfrac{1}{2} \cdot I_{sp} \cdot U_{sp} \qquad 32)$$

Wenn man im allgemeinen ohne Index Wechselstromgrössen betrachtet oder aufschreibt, ist generell der Effektivwert gemeint.

Bei pulsierendem Gleichstrom unterscheidet man einen Spitzenwert und einen Wert, der gleich dem Gleichstrom ist, der dieselbe Erwärmung erzeugt. Die Umrechnungsfaktoren zwischen Spitzen- und Effektivwert gelten nur für sinusförmigen Wechselstrom.

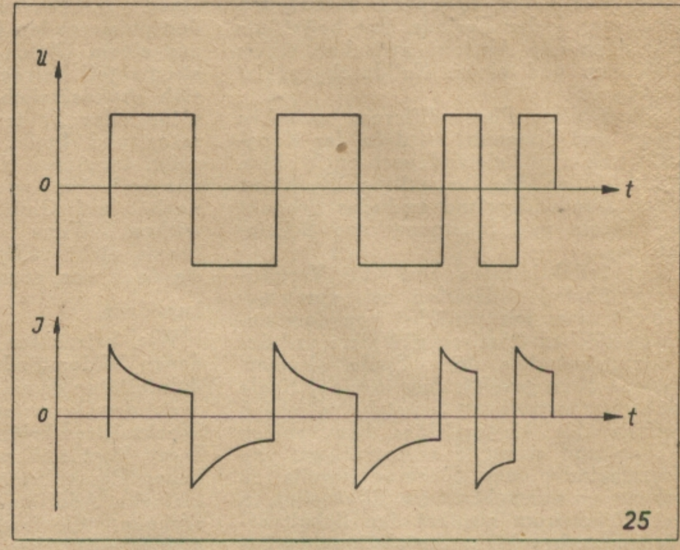


24. Die Entstehung der Sinuskurve durch gleichförmige Rotation eines Punktes auf einem Kreise erklärt den Begriff des Phasenwinkels.

Widerstand, Kapazität, Induktivität.

Als nächstes haben wir das Verhalten der drei Grundelemente sämtlicher elektrischer Schaltungen, nämlich der Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten bei Wechselspannung zu untersuchen.

Bei Widerständen ergibt sich nichts Neues. Das Ohm'sche Gesetz gilt sowohl für die Effektivwerte als auch in jedem Augenblick für die Momentanwerte. Strom und Spannung erreichen gleichzeitig ihre Maxima und ihre Nulldurchgänge. Sie besitzen dauernd gleiche Phase, d. h. keinen Phasenunterschied oder sind, wie man auch sagt, miteinander in Phase.



25. Der Stromverlauf im Kondensator bei einer Rechteck-Spannung zeigt die Ladespitzen bei jeder Umpolung.

Anders ist dies beim Kondensator und bei der Induktivität. Von Gleichstrom würde ein Kondensator mit langsam sinkendem Strom aufgeladen. Dann fliesst, sobald volle Ladung und Spannung erreicht sind, überhaupt kein Strom mehr. Wenn man an einen Kondensator Wechselspannung legt, so wird dieser ständig aufgeladen und wieder entladen. Abb. 25 zeigt dies für den Fall einer rechteckigen Wechselspannung. Hier entsteht bei den Spannungssprüngen — den Umpolungen — ein Stromstoss, der in jeder der Halbperioden langsam abfällt. Diese fortgesetzten Umladungen ergeben einen Wechselstrom.

Bei Sinuswechselspannung würde der Wechselstrom selbst auch Sinusform besitzen. Der Strom steigt mit wachsender Frequenz; denn je öfter der Kondensator umgeladen werden muss, desto häufiger muss der hohe Anfangswert des Stromes aufgebracht werden. Bei einer konstanten Spannung ist also der im Kondensator fliessende Wechselstrom von der Frequenz abhängig. Hieraus folgt, dass der Wechselstromwiderstand eines Kondensators von der Frequenz abhängt. Die kapazitive Reaktanz, so nennt man den Wechselstromwiderstand eines Kondensators, sinkt also mit steigender Frequenz. Ausserdem wird sie bei steigender Kapazität niedriger, da hiermit die für die Aufladung jeweils nötigen Ströme ansteigen. Dies drückt man folgendermassen aus:

$$X_C = \frac{1}{2 \pi f \cdot C} \qquad 33)$$

Hier ist f die Betriebfrequenz. Man fasst häufig $2 \pi f = \omega$ zusammen und nennt ω (griechischer Buchstabe Omega) die Kreisfrequenz. π ist die Zahl, die uns schon bei der Phasenangabe begegnete, sie hat die Grösse 3,1416 . . .

Eine Parallelschaltung von mehreren Kapazitäten — Abb. 26 — entspricht der Vergrösserung der Fläche eines Kondensators. Es ist also:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 \qquad 34)$$

Die Reaktanz sinkt also bei Parallelschaltung von Kondensatoren wie bei der von Widerständen. Die Serienschaltung lässt sich unter Benutzung der Reaktanzformel einfach berechnen, indem man den Widerstand der gesamten Anordnung betrachtet. Es muss sein:

$$X_C = X_{C1} + X_{C2} + X_{C3} \qquad 35)$$

Hier werden die Werte eingesetzt, und es folgt:

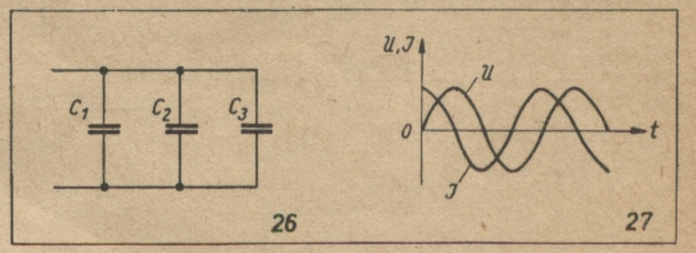
$$\frac{1}{2 \pi f C} = \frac{1}{2 \pi f C_1} + \frac{1}{2 \pi f C_2} + \frac{1}{2 \pi f C_3} \qquad 36)$$

Damit ergibt sich für die Kapazitäten in Serienschaltung:

$$1/C = 1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3 \qquad 37)$$

Die Reziprokwerte der Kapazitäten setzen sich also zum Reziprokwert der Gesamtkapazität zusammen. Die Gesamtkapazität ist also kleiner als die kleinste Teilkapazität.

Strom und Spannung sind beim Kondensator nicht in Phase. Der maximale Strom fliesst im Augenblick der Spannungsumpolung, also bei der Spannung Null und bei maximaler Spannung — geringste Spannungsänderung, höchste Aufladung — ist der Ladestrom Null. Dies zeigt Abb. 27. Man sagt, die Phase des



26. Parallelschaltung von Kondensatoren.

27. Am Kondensator eilt der Strom der Spannung um 90° voraus.

Stromes eilt der Spannung voraus und zwar um ¼ der Periode, das heisst um 90°; denn der Abstand zwischen einem Maximum und einem Nulldurchgang ist gerade 90°.

Durch diese Phasendifferenz zwischen Strom und Spannung wird in der Kapazität keinerlei Leistung verbraucht. Man nennt daher die kapazitive Reaktanz einen Blindwiderstand und das Produkt aus Strom und Spannung eine Scheinleistung.

Bei Induktivitäten sind die Verhältnisse ähnlich. Hierbei sei vorausgeschickt, dass wir zunächst von dem unvermeidlichen Ohm'schen Widerstand des Leitungsmaterials der Spule absehen. Es war oben gezeigt, dass in einer Spule eine Gegenspannung entsteht, die den Aufbau des Magnetfeldes bzw. seinen Abbau und damit das Anwachsen und Verschwinden des Stromes jeweils zu schwächen versucht. Diese Effekte waren bei Gleichstrom nur bei den Schaltvorgängen zu beachten. Im stationären Zustand war keine besondere Wirkung der Selbstinduktion feststellbar. Es ist anschaulich, dass hieraus wieder bei Wechselstrom ein frequenzabhängiger Widerstand wird, der mit steigender Frequenz steigt, weil dann das Feld immer häufiger auf- und abgebaut werden muss. Ausserdem muss er mit anwachsender Induktivität steigen, da hierbei das auf- und abzubauende magnetische Feld stärker wird. Man erhält daher für die induktive Reaktanz:

$$X_L = 2\pi f \cdot L \qquad 38)$$

Da hier der Widerstand direkt proportional der Induktivität ist, sind die Formeln für Serien- und Parallelschaltung der induktiven Reaktanzen und der Induktivitäten die gleichen wie bei Ohmschen Widerständen:

$L = L_1 + L_2 + L_3$ für die Serienschaltung und

$1/L = 1/L_1 + 1/L_2 + 1/L_3$ bei Parallelschaltung.

Wie bei der Kapazität sind Strom und Spannung nicht in Phase. Bei der Stromumpolung ist die Spannung ein Maximum, da hier die Stromänderung am stärksten ist. Bei maximalem Strom, d. h. bei voll aufgebautem Magnetfeld, ist die induzierte Spannung Null. Man beachte in Abb. 28 den Unterschied gegenüber den Verhältnissen beim Kondensator. Bei der Induktivität eilt dementsprechend die Spannung dem Strom um 90° voraus. Auch in der Induktivität wird also keine Wirkleistung verbraucht. Auch sie stellt einen Blindwiderstand dar.

Bei pulsierendem Gleichstrom wird der dem Gleichstrom überlagerte Wechselstrom in Kondensator und Spule so wirken, wie reiner Wechselstrom. Der Gleichstrom findet im Kondensator einen unendlichen Widerstand und in der Spule — abgesehen von den vernachlässigten Leitungswiderständen — keinen Widerstand vor. Hieraus sieht man, dass man den pulsierenden Gleichstrom als Summe aus einem Gleich- und einem Wechselstromanteil betrachten kann. Sie lassen sich grundsätzlich durch Serienkondensator oder Spule bzw. Parallelkondensator und Spule, so wie es Abb. 29 zeigt, trennen. Hierbei muss man dann nur bedenken, wie Induktivität und Kapazität auf Gleich- und Wechselstrom wirken. Wenn die Bilder auch der Praxis nicht völlig entsprechen, so sind sie doch von grundsätzlicher Bedeutung.

Impedanz.

Wir betrachten nun Stromkreise, in denen Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten gemeinsam vorkommen. Man nennt den Gesamtwiderstand eines solchen Wechselstromkreises seine Impedanz (Z). Diese lässt sich wegen der unterschiedlichen Phasenbeziehung nicht durch eine einfache Addition der Einzelgrössen errechnen. Sie folgt am klarsten aus den Abb. 30—33. Hier ist neben der jeweiligen Schaltung im Zeigerdiagramm der Ohmsche Widerstand nach rechts, die induktive Reaktanz senkrecht nach oben und die kapazitive Reaktanz senkrecht nach unten aufgetragen. Grundsätzlich werden positive Grössen nach rechts und oben, negative Grössen nach links und unten eingetragen. Der Drehsinn ist dem Uhrzeiger-Drehsinn entgegengesetzt. Den Ohm'schen Widerstand trägt man nach rechts ab, da in ihm Strom und Spannung in Phase sind (Phasenunterschied 0°). Die induktive Reaktanz, in der die Spannung dem Strom um 90° vorauseilt, wird mit dem Winkel +90°, also senkrecht nach oben eingezeichnet. Entsprechend erhält die kapazitive Reaktanz — mit einem Phasenunterschied zwischen Spannung und Strom von —90° — die Richtung senkrecht nach unten.

Es folgt dann aus den Abbildungen für:

Kondensator und Spule:

$$Z = X_L - X_C \qquad 39)$$

Kondensator und Widerstand:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2_C} \qquad 40)$$

Spule und Widerstand:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2_L} \qquad 41)$$

Spule, Kondensator und Widerstand:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \qquad 42)$$

Hierbei wurde zur Berechnung der drei letzten Formeln der Lehrsatz des Pythagoras *) benutzt.

In den Diagrammen lässt sich, wenn man bedenkt, dass induktive und kapazitive Reaktanz senkrecht zum Ohm'schen Widerstand aufgetragen werden, da dies dem jeweiligen Phasenunterschied zwischen Spannung und Strom entspricht, aus der Richtung der erhaltenen Impedanz der Phasenunterschied für den gesamten betrachteten Kreis ablesen. Man sieht, dass hier je nach den Grössenverhältnissen von R, X_L und X_C alle möglichen Zwischenwerte zwischen —90° und +90° entstehen können. Es ist grundsätzlich:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_L - X_C}{R} \qquad 43)$$

mit φ (griechischer Buchstabe phi) als Phasenwinkel. Da diese Formeln grundlegend sind zum Verständnis von Tonreglern, Frequenzteilern und vielem anderem, merke man sie sich genau.

Der Transformator.

Als letztes aus der Wechselstromtheorie soll der Transformator besprochen werden. Jede Anordnung aus zwei sich gegenseitig beeinflussenden Induktivitäten — man nennt dies Kopplung derselben — bildet einen Übertrager. In der ersten, der Primärwicklung, fliesst ein Wechselstrom, der ein magnetisches Wechselfeld erzeugt. Dies induziert in der Sekundärspule eine Wechselspannung gleicher Frequenz. Der Zweck des Übertragers ist es, aus einer Wechselspannung bestimmter Amplitude eine solche mit einer anderen Amplitude herzustellen.

Spannungsübersetzung.

Wir wollen nun die Sekundärspannung U_2 aus der Primärspannung U_1 berechnen. Die Sekundärspannung ist von der magnetischen Feldstärke der Primärwicklung H und der Windungszahl der Sekundärspule n_2 abhängig und wird mit beiden gleichzeitig ansteigen. Es ist also $U_2 = c \cdot n_2 \cdot H$, wobei c eine Konstante bedeutet, die sich im Laufe der Rechnung herausheben wird. Die Feldstärke H wird von dem Primärstrom I_1 und der Primärwindungszahl n_1 bestimmt. Es ist $H = n_1 \cdot I_1$. Hier müssen wir nun noch den Primärstrom durch die Primärspannung ersetzen. Dies leistet das Ohm'sche Gesetz in Verbindung mit der Formel für die Reaktanz einer Induktivität. Es ist:

$$I_1 = U_1 R_1 \qquad 44)$$

mit $R_1 = \omega L_1$ und $L_1 = Al \cdot n^2_1$ wird also

$$I_1 = \frac{U_1}{\omega \cdot Al \cdot n^2_1} \qquad 45)$$

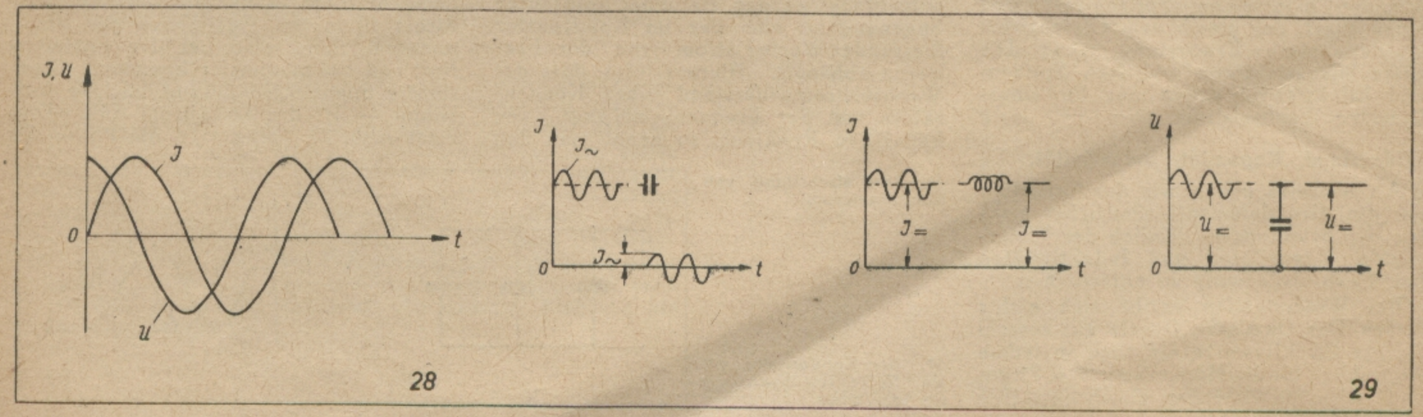
Daraus ist:

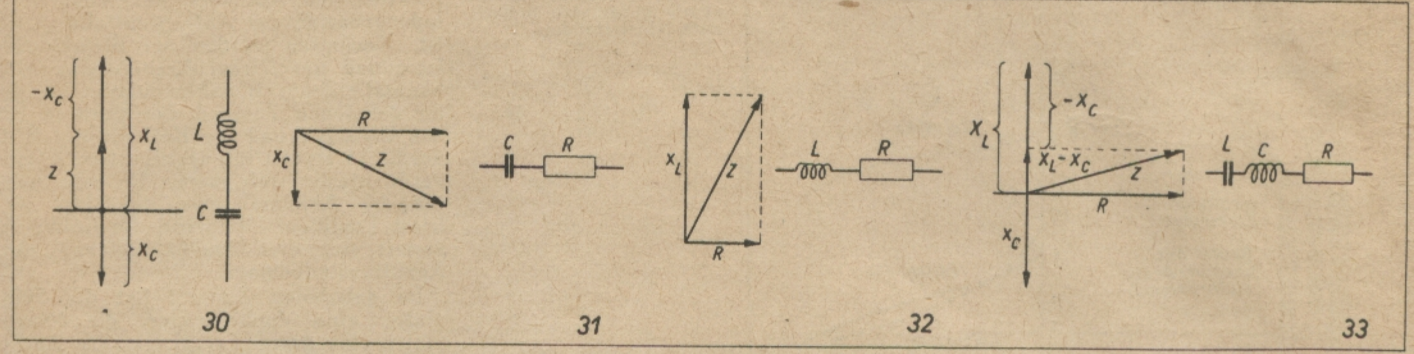
$$H = \frac{n_1 \cdot U_1}{n^2_1} \cdot b \qquad 46)$$

Hierbei haben wir sämtliche Faktoren

28. An der Induktivität eilt die Spannung dem Strom um 90° voraus.

29. Pulsierender Gleichstrom und pulsierende Gleichspannung werden von Kapazität und Induktivität in ihre Komponenten zerlegt: Der Kondensator ist für Gleichspannung ein unendlich grosser Widerstand, lässt also nur den Wechselstromanteil durch. Die Spule setzt bis auf ihren kleinen Ohm'schen Widerstand den Gleichstrom keinen Widerstand entgegen, sie lässt ihn also besser durch als den Wechselstromanteil. Ein Parallelkondensator schliesst die Wechselspannung kurz, sodass an ihm nur die Gleichspannung übrigbleibt.





30. Serienschaltung von Induktivität und Kapazität, aus dem Zeigerdiagramm ergibt sich die Impedanz Z als Differenz der beiden Reaktanzen.

31. Serienschaltung von Kapazität und Widerstand, der Phasenwinkel der Impedanz Z liegt zwischen 0 und — 90°

32. Serienschaltung von Induktivität und Widerstand, der Phasenwinkel der Impedanz Z liegt zwischen 0 und + 90°

33. Induktivität, Kapazität und Widerstand in Serie, der Phasenwinkel kann jeden Wert zwischen + 90° und — 90° annehmen

als Konstante b zusammengefasst. Es ist also:

$$H = \frac{U_1 \cdot b}{n_1} \qquad 47)$$

aus der ersten Beziehung folgte aber:

$$H = \frac{U_2 \cdot c}{n_2} \qquad 48)$$

Die vollständige Ableitung zeigt, dass die beiden Konstanten c und b gleich sind; deshalb darf man sie auf den rechten Seiten der letzten Gleichungen gleichsetzen. Hieraus folgt dann nach Multiplikation mit den Konstanten:

$$U_1/n_1 = U_2/n_2 \qquad 49)$$

und

$$U_2 = \frac{n_2}{n_1} \cdot U_1 \qquad 50)$$

das heisst, die Spannungen werden im Verhältnis der Windungszahlen transformiert. Als Beispiel nehmen wir einen Netztransformator mit 220 Volt Primärspannung. Seine Primärwicklung habe 1000 Windungen. Die Sekundärspannung soll 330 Volt betragen, gesucht wird die sekundäre Windungszahl. Das Einsetzen in die letzte Formel ergibt hierfür 1500 Windungen. Entsprechend kann man die Sekundärspannung berechnen, wenn Primärspannung und Windungszahlen bekannt sind.

Stromübersetzung.

Im Transformator wird keine elektrische Leistung erzeugt, sondern diese nur übertragen. Daher muss die Eingangsleistung gleich der Ausgangsleistung sein. Wir vernachlässigen hierbei bewusst den Eigenverbrauch des Transformators, der durch die Ohm'schen Verluste der Wicklungen und die Eisenverluste im Kern entsteht. Diese Verlustleistung ist in allen Fällen klein gegenüber der übertragenen Leistung. Wir können also mit denselben Bezeichnungen wie oben folgendes ansetzen:

$$N_1 = N_2 \text{ oder } U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 \cdot \qquad 51)$$

Um zu sehen, wie die Ströme transformiert werden, ersetzen wir auf der rechten Seite U_2 durch den oben erhaltenen Ausdruck. Das ergibt:

$$U_1 \cdot I_1 = \frac{n_2}{n_1} \cdot U_1 \cdot I_2 \qquad 52)$$

oder

$$I_1 = \frac{n_1}{n_2} \cdot I_1 \cdot \qquad 53)$$

Die Ströme werden also genau umgekehrt wie die Spannungen transformiert. Bei Verdoppelung der Spannung ist also der Sekundärstrom nur halb so gross wie der Primärstrom.

Widerstandsanpassung.

Die optimale Leistung jeder Spannungsquelle erhält man dann, wenn der Belastungswiderstand gleich dem inneren Widerstand der Spannungsquelle ist. Wenn es nicht möglich ist, den Aussenwiderstand so zu wählen, wird man sich bemühen, ihn entsprechend anzupassen. Dies kann man bei Wechselspannungen mit einem Transformator erreichen.

Transformatoren werden also ausser zur Spannungsübertragung auch zur Anpassung von Widerständen benutzt. Dies wird in Empfängern vor allen Dingen dort angewandt, wo der niedrige Widerstand der Lautsprecherspule an den Widerstand der Endröhre angepasst werden soll. Um die Widerstandsanpassung zu erläutern, betrachten wir die bisher erhaltenen Beziehungen für Ströme und Spannungen. Es ist:

$$R_1 = U_1/I_1 \qquad 54)$$

und

$$R_2 = U_2/I_2 \qquad 55)$$

In der zweiten Formel werden U_2 und I_2 aus den obigen Ausdrücken eingesetzt, wobei sich das folgende ergibt:

$$R_2 = \frac{n_2/n_1 \; U_1}{n_1/n_2 \; J_1} = \frac{n_2 \cdot n_2 \cdot U_1}{n_1 \cdot n_1 \cdot J_1} = \frac{n_2^2 \, U_1}{n_1^2 \, J_1} \qquad 56)$$

Wenn man hierin U_1/I_1 durch R_1 ersetzt, erhält man die gesuchte Endformel:

$$R_2 = \frac{n_2^2}{n_1^2} \cdot R_1 \qquad 57)$$

Sie zeigt, dass Widerstände in demselben Sinne wie Spannungen aber mit dem Quadrat der Windungszahlen transformiert werden. Diese quadratische Transformierung soll man nicht vergessen, denn sie gibt leicht zu unangenehmen Rechenfehlern Anlass. Hier ein kurzes Beispiel: Der Widerstand einer 10 Ohm-Schwingspule soll so transformiert werden, dass er dem aus einer Röhrentabelle abgelesenen optimalen Aussenwiderstand von 9000 Ohm entspricht. Hier ist also $R_1 = 9000$ Ohm und $R_2 = 10$ Ohm. Zur Berechnung benötigt man ausserdem noch die Primärwindungszahl, die man in Verstärkern so bestimmen muss, dass die Reaktanz der Primärwicklung bei der niedrigsten noch zu übertragenden Frequenz grösser ist als der Belastungswiderstand. Sonst entsteht aus der Parallelschaltung von Eingangswiderstand des Übertragers und Belastungswiderstand eine frequenzabhängige Schwächung der Verstärkung. Wenn wir die Primärwindungszahl mit 5000 Windungen annehmen, ergibt das Einsetzen in unsere Formel die Sekundärwindungszahl zu 167 Windungen. Die Formeln für Spannungs- und Widerstandstransformation werden so häufig benutzt, dass sie jedem Radiotechniker selbstverständlich werden müssen. Dies ist auch der Grund, weshalb wir sie so ausführlich aus den schon bekannten Tatsachen abgeleitet haben.

V. STROM- UND SPANNUNGSQUELLEN

REIBUNGSELEKTRIZITÄT · CHEMISCHE ELEMENTE · BATTERIEN · AKKUMULATOREN · KLEMMENSPANNUNG · KAPAZITÄT EINES ELEMENTES · DER INNERE WIDERSTAND · BATTERIEN AUS MEHREREN EINZELELEMENTEN · GENERATOREN · THERMOSPANNUNG · DER LICHTELEKTRISCHE EFFEKT · PIEZOELEKTRIZITÄT.

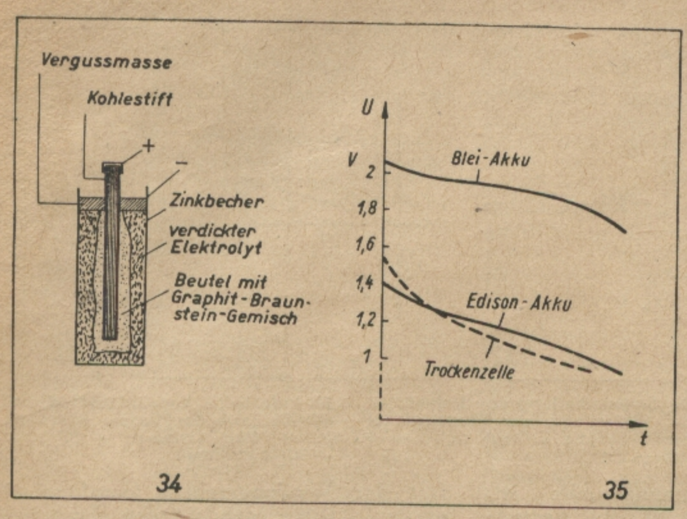
Wir haben bis jetzt die Gesetze besprochen, denen Ladungen, Ströme und Spannungen gehorchen, weil diese Gesetze von der Art der Strom- oder Spannungsquelle unabhängig sind. Wenn wir in diesem Zusammenhang von Quellen sprechen, so müssen wir uns darüber klar sein, dass es sich in Wirklichkeit nicht um echte Quellen handelt. Die Erzeugung von Elektrizität ist vielmehr immer eine Umformung physikalischer oder chemischer Energie in elektrische Energie.

Reibungselektrizität.

Wir haben bereits gesehen, wie man durch Reibung elektrische Ladungen erhält. Da das Vorhandensein von Ladungen Spannungen zur Folge hat — z. B. im Kondensator — und der Ladungsausgleich einen Strom darstellt, ist eine Erzeugung einer der drei elektrischen Grössen — Ladung, Spannung, Strom — gleichzeitig eine solche für alle drei. Man kann reibungselektrisch recht beträchtliche Spannungen gewinnen, dagegen werden die Ströme nur Bruchteile eines Milliampère betragen. Die Reibungselektrizität wird heute ausser zu Demonstrationsversuchen nur noch als Hochspannungsquelle für physikalische Untersuchungen benutzt. Blitze werden durch Reibungselektrizität zwischen Wolken und Luft oder zwischen Wolken untereinander annähernd erklärt. Bei allen Reibungseffekten entsteht Gleichspannung.

Chemische Elemente.

Technisch werden Gleichspannungen auch durch chemische Wirkungen hervor-



34. Schematischer Querschnitt durch eine Braunstein-Normalzelle.

35. Entladekurven chemischer Elemente.

gebracht. Man unterscheidet hier zwei verschiedene Arten von Stromquellen und zwar die Akkumulatoren (Sekundärelemente) und die Batterien (Primärelemente). In beiden Fällen ist der Strom das Ergebnis chemischer Reaktionen.

Batterien.

Die chemische Reaktion findet bei den Primärelementen nach dem Zusammenbringen der Reaktionsteilnehmer bei Stromentnahme ohne weitere Vorbereitung statt. Man kann also aus ihnen jederzeit Strom erhalten. Das Sekundärelement hingegen muss erst aufgeladen werden, damit sich die stromliefernde Reaktion in ihm abspielen kann. Bei Batterien ist eine Aufladung nicht möglich und dementsprechend sind Batterien, sobald die ganze Substanz reagiert hat, unbrauchbar. Als Batterien sind heute fast ausschliesslich sogenannte Trockenzellen üblich. Früher wurden, vor allem in stationären Anlagen, auch Primärelemente mit flüssigem Elektrolyten benutzt. Der Elektrolyt ist die chemische Substanz zwischen den Elektroden, die in Verbindung mit diesen den elektrizitätserzeugenden Vorgang bewirkt. Durch die bei der Reaktion beteiligten Ionen entsteht eine Aufladung der Elektroden, die elektromotorische Kraft des Elementes. Die Intensität der Reaktion hängt von der entnommenen Stromstärke ab. Daran liegt es, dass Elemente bei hoher Stromstärke schneller entladen sind als bei niedriger. Alle Trockenzellen sind eigentlich nicht ganz trocken, sie enthalten feuchte Elektrolyten. Ihre Austrocknung durch längere Lagerung macht sie sogar unbrauchbar, da bei völlig trockenen Elektrolyten die chemische Reaktion nicht mehr stattfindet. Das heute allgemein übliche Trockenelement, aus dem sowohl die Taschenlampenbatterien wie auch Anodenbatterien hergestellt werden, besitzt als Elektroden einen zentrisch angeordneten Kohlestift und einen Zinkbecher, der gleichzeitig äusserer Mantel ist. Der Zinkbecher ist der negative, der Kohlestift der positive Pol. Als Elektrolyt dient eine mit Mehl, Sägespänen und dergleichen verdickte Ammonchloridlösung. Abb. 34 zeigt den Querschnitt durch eine normale Trockenzelle. Die Spannung der einzelnen frischen Zellen beträgt 1,5 V; sie sinkt während des Betriebes auf ca. 1 V. Unter diesem Wert ist die Zelle in jedem Falle verbraucht. Zur Aufrechterhaltung der Reaktion in diesem Element ist noch die Anwesenheit von Sauerstoff an der Anode notwendig. Diesen liefert entweder in der Zelle vorhandener Braunstein oder die umgebende Luft. Dementsprechend unterscheidet man Braunstein- von Luftsauerstoff-Elementen. Sowohl Lagerfähigkeit als auch Lebensdauer sind bei den Braunstein-Elementen bedeutend grösser. Die Luftsauerstoff-Elemente sind in der Radiotechnik nur ein Ersatz, wenn Braunstein nicht verfügbar ist. Alle Batterien lagere man kühl und nicht zu trocken, um die Austrocknung und die nicht zu verhindernde Selbstentladung möglichst niedrig zu halten.

Akkumulatoren.

Im Gegensatz zu den Primärelementen wird ein Sekundärelement nach jeder Entladung wieder neu aufgeladen. Hierauf ist die übliche Bezeichnung Akkumulator, auf deutsch Sammler, zurückzuführen. Die Ladung kehrt die Entladereaktion um, so dass bei jedem Entladungsbeginn der Anfangszustand gleich ist. Technisch werden der Bleiakkumulator und der Nickel-Eisen-Akkumulator benutzt. Beim Bleiakkumulator besteht im geladenen Zustand der positive Pol aus Bleioxyd und die Kathode aus Blei, der Elektrolyt ist mit destilliertem Wasser verdünnte Schwefelsäure. Deshalb: Achtung bei Akkumulatoren, die Säure zerfrisst Textilien! Während der Entladung ändert sich die Zusammensetzung aller Reaktionsteilnehmer.

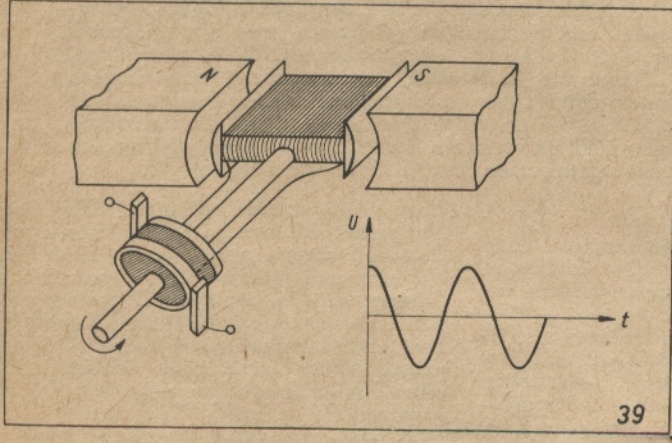
Im geladenen Zustand hat die Plusplatte eine dunkelbraune, die Minusplatte eine graue Farbe. Da die Anode mit der Zeit an Ausdehnung zunimmt, sich bei einseitiger Beanspruchung also krümmen würde, ordnet man sie immer zwischen zwei negativen Platten an. Mit der Ladung nimmt die Säuredichte zu, bei der Entladung ab. Die Säuredichte ist also ein Masstab für den Ladungszustand des Akkus; normale Werte sind 1,22 g/cm³ im geladenen und 1,12 g/cm³ im entladenen Zustand.

Der Nickel-Eisen-Akkumulator, auch Edison-Akkumulator)* genannt, enthält als Elektrolyten Kalilauge; die Kathode besteht aus Eisen, das heutzutage oft durch Kadmium ersetzt wird, die Anode ist eine Nickelverbindung. Nebenbei sei erwähnt, dass man natürlich die Elektrolyten beider Akkumulatoren nicht miteinander verwechseln darf, denn jeder macht den anderen Akkumulator unbrauchbar.

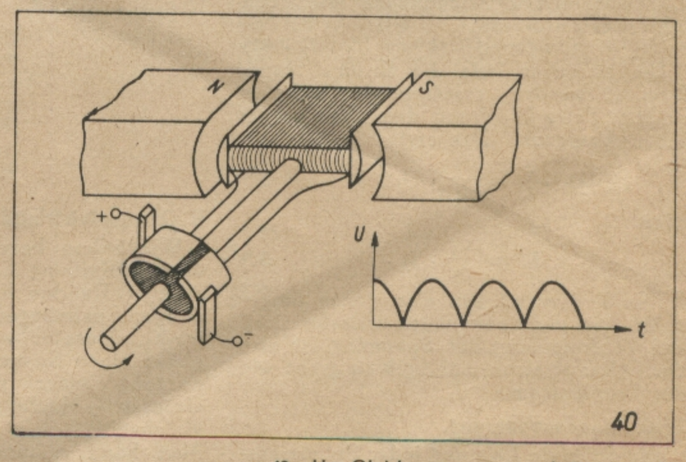
Bei Nichtgebrauch muss man Bleiakkumulatoren alle 6—8 Wochen nachladen, da sie sich sonst langsam selbst zerstören. Im Gegensatz zum Bleiakkumulator, der ein Gehäuse aus Glas oder Hartgummi verlangt, wird der Edison-Akkumulator normalerweise in Metallgehäusen hergestellt. Die Zahl der möglichen Ladungen und Entladungen, die bei keinem Akkumulator unbegrenzt ist, ist bei Edison-Akkumulatoren etwa 10 mal so hoch wie bei entsprechenden Bleiakkumulatoren.

Klemmenspannung.

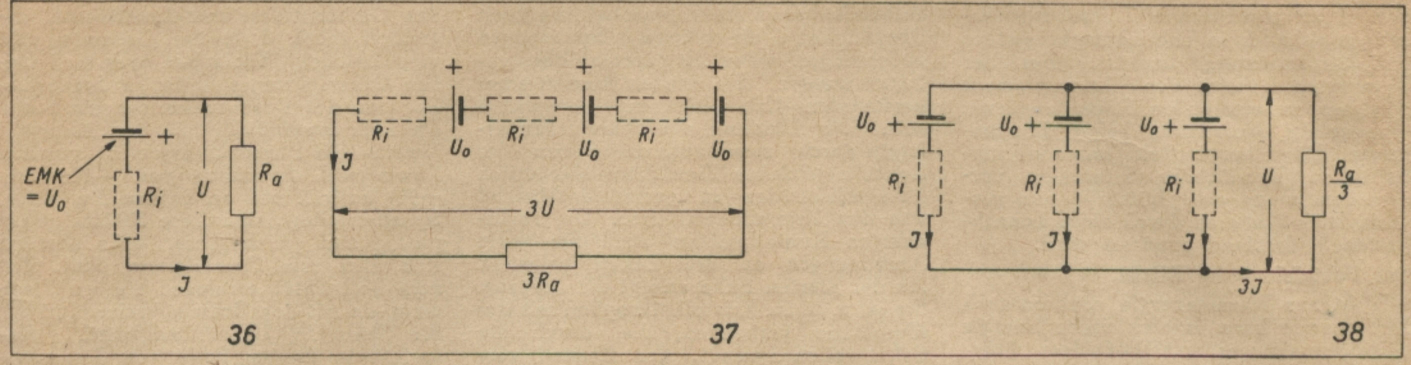
Die Nennklemmenspannung einer Zelle ist beim Bleiakkumulator 2 V und beim Edisonsammler 1,2 V. Allerdings sinkt beim Bleiakkumulator die Spannung während der Entladung von 2,1 auf 1,8 V, wogegen sie bei der Ladung — unter Ladestrom gemessen — bis auf 2,6 V ansteigt. Erst wenn diese Spannung erreicht ist, ist der Bleiakkumulator fertig geladen. Beim Edison-Akkumulator sind die Entladewerte 1,4—1,1 V, dagegen liegt die Spannung während der Ladung ziemlich gleichmässig bei 1,6 V. Abb. 35 zeigt verschiedene Entladekurven.



39. Wirkungsweise eines Wechselspannungsgenerators; die Wechselspannung wird an den Schleifringen abgenommen.



40. Um Gleichspannung zu erhalten, werden die Schleifringe durch Kollektoren ersetzt.



36. Symbolische Darstellung des inneren Widerstandes eines Elementes.

37. Mehr Spannung erzielt man, wenn man die Elemente in Serie zur Batterie zusammenfügt.

38. Einen höheren Entladestrom kann man erhalten, wenn man die Zellen parallel schaltet.

Kapazität eines Elementes.

Ausser der Klemmenspannung ist bei einem Element noch die Elektrizitätsmenge, die es abzugeben vermag, eine wlchtige, charaktdristische Grösse. Diese Kapazität ist gleich der entnommenen Stromstärke multipliziert mit der Entladezeit. Man misst sie in Ampère-Stunden (Ah). Anodenbatterien haben etwa 1,5 Ah; die Kapazität der üblichen Akkumulatoren für Koffer-Radios liegt zwischen 6 und 15 Ah.

Der innere Widerstand.

Zur Nennspannung und Kapazität tritt als Drittes der innere Widerstand der Zelle. Abb. 36 zeigt ihn schematisch. An ihm entsteht bei der Entladung ein Spannungsabfall, welcher verursacht, dass die wirksame Klemmenspannung in jedem Falle kleiner ist als die Leerlaufspannung, die auch elektromotorische Kraft (EMK) genannt wird. Wird die Zelle kurz geschlossen, so fliesst der maximal mögliche Strom, der Kurzschlusstrom I_K. Er ergibt sich nach dem Ohm'schen Gesetz zu:

$$I_K = EMK/R_i.$$

Diese drei Grössen: EMK, I_K und R_i kennzeichnen nicht nur Batterien, sondern sind die allgemeinen Bestimmungsstücke einer jeden Anordnung, die als Strom- oder Spannungsquelle wirkt. Die drei Grössen, von denen übrigens immer zwei die dritte bestimmen, ändern sich während der Betriebsdauer des Elementes. Der Verlauf der Änderung hängt von der Art des Elementes ab.

Batterien aus mehreren Einzelelementen.

Eine höhere Spannung als die eines einzelnen Elementes erhält man, wenn man mehrere Elemente, wie in Abb. 37 gezeig., in Serie schaltet. Wir sehen, dass sich hierbei auch der innere Widerstand vervielfacht. Daher bleibt der maximal entnehmbare Strom ungeändert. Falls eine Zelle einen höheren inneren Widerstand besitzt als alle anderen, wird diese den Strom begrenzen; deshalb kann eine einzige entladene Zelle die ganze Batterie unbrauchbar machen. Eine Parallelschaltung von Zellen nach Abb. 38 verkleinert den inneren Widerstand, sodass man auf diese Weise höhere Ströme erzielen kann. Allerdings werden sich hierbei Zellen mit verschiedener EMK gegenseitig auf- und entladen. Es ist daher nicht gut, mehrere Trockenbatterien parallel zu schalten.

Trockenbatterien dienen u. a. als Heiz- und Anodenspannungsquellen in transportablen Empfängern. Es muss gut darauf geachtet werden, dass keine Kontaktstellen in den Apparaten durch die chemischen Dämpfe angegriffen werden und dass die Zuleitungen zu den Stromquellen nicht oxydieren. Durch beides können unangenehme Störgeräusche verursacht werden. Es ist selbstverständlich, dass der Heizakkumulator niemals im Gerät geladen wird.

Generatoren.

Der grösste Teil aller elektrischen Energie wird in Kraftwerken durch die Umwandlung mechanischer Arbeit in den Generatoren erzeugt. Die Generatoren beruhen darauf, dass in einem Leiter, bei Bewegung desselben in einem Magnetfeld, eine Spannung induziert wird. Zu diesem Zweck lässt man Spulen auf einem Eisenkern, dem Anker, in dem feststehenden Feld des Stators rotieren. Hierbei kann der Stator prinzipiell sowohl ein Permanent- als auch ein Elektromagnet sein. Die Rotorspulen werden an Schleifringe geführt, an denen die Spannung abgenommen wird. Hier entsteht eine Wechselspannung, weil das Magnetfeld, in dem der Rotor umläuft, von Ort zu Ort. in Richtung und Stärke verschieden ist. Dies sehen wir an der schematischen Skizze 39.

Durch Verwendung von Kollektoren, die im Augenblick der Spannungsumkehr die Polung der Anschlüsse ändern, kann man Gleichspannung statt Wechselspannung erhalten. Dies zeigt die Abb. 40 Die gezeichnete Welligkeit der Gleichspannung ist unvermeidlich; sie wird aber mit steigender Zahl der Polpaare und Rotorspulen geringer. Bei den technischen Grossgeneratoren benutzt man ausschliesslich elektromagnetische Felder und unterscheidet:

Hauptstromgeneratoren — Abb. 41 —, bei denen der erzeugte Strom durch das in Serie mit dem Verbraucher liegende Feld fliesst,

Nebenschlussgeneratoren — Abb. 42 —, bei denen das Feld einen Nebenschluss zum Verbraucher darstellt,

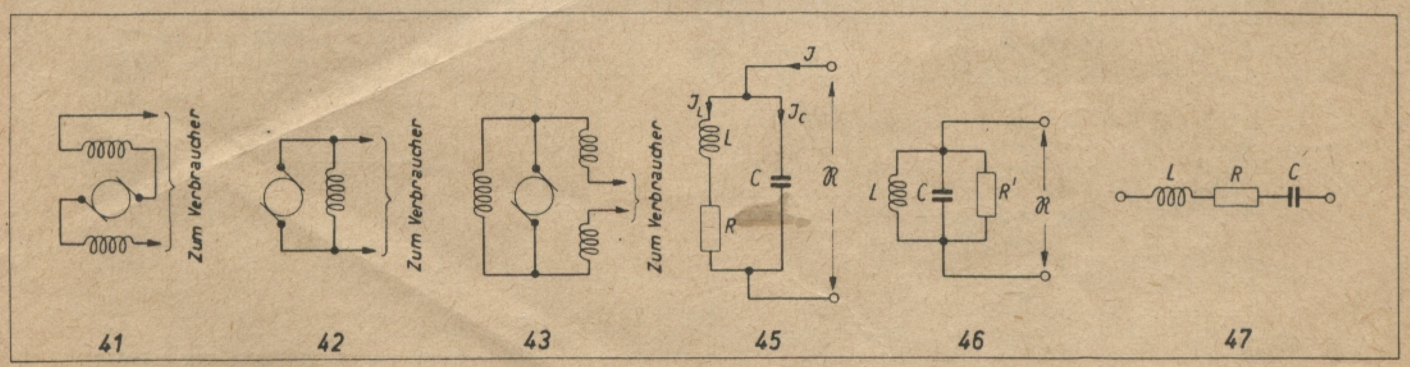
Compoundgeneratoren — Abb. 43 —, bei denen Haupt- und Nebenanschluss vorhanden ist,

fremderregte Generatoren, bei denen die Felderregung durch eine separate Gleichstrommaschine geliefert wird.

Letzteres ist bei sämtlichen Wechselstromgeneratoren der Fall, da das Statorfeld ein magnetisches Gleichfeld sein muss.

Thermospannung.

Elektrischer Strom kann durch Erwärmung der Verbindungsstelle zweier vers hi dener Metalle erzeugt werden. Diese Thermospannung entsteht zwischen zwei Metallen verschiedener Art. Solche Verbindungen sind unter dem Namen Thermoelement bekannt. Der Thermoeffekt wird durch die Temperaturdifferenz der erwärmten Verbindungsstelle gegen die kalten Enden erzeugt. Bei Umkehrung der Temperaturdifferenz kehrt sich auch die Stromrichtung um. Den Thermoeffekt kann man an einem einfachen Modell zeigen. Man verbindet zwei Drahtenden miteinander, wobei der eine Draht aus Eisen, der andere aus Kupfer bestehen möge, und schliesst an die freien Enden ein empfindliches Milliampèremeter an. Wenn die Verbindungsstelle mit einem brennenden Streichholz erwärmt wird, sieht man auf dem Milliampèremeter den Thermostrom. Der Thermoeffekt wird



41. Hauptschlussgenerator, der Verbraucherstrom durchfliesst die Feldspulen, die aus wenig Windungen dicken Drahtes bestehen. — 42 Nebenschlussgenerator, das aus vielen Windungen dünnen Drahtes gewickelte Feld liegt an der vollen Spannung. — 43. Compoundgenerator, die Kombination von Haupt- und Nebenschluss ergibt eine von der Belastung in weiten Grenzen unabhängige Klemmenspannung des Generators. — 45. Der Parallelresonanzkreis hat bei der Resonanzfrequenz maximalen Widerstand. Die Grösse des Resonanzwiderstandes wird von dem Spulenwiderstand R bestimmt. — 46. Parallelresonanzkreis, dessen Resonanzwiderstand von dem Leckwiderstand R des Kondensators bestimmt ist. — 47. Der Serienresonanzkreis bildet für die Resonanzfrequenz — vom Widerstand R abgesehen — einen Kurzschluss.

sowohl zu elektrischen Temperaturmessungen als auch in Thermoampèremetern zur Strommessung benutzt. Bei der Strommessung wird das Thermoelement von dem zu messenden Strom erwärmt; eine solche Anordnung heisst Thermokrenz. Der Thermoeffekt kann in empfindlichen Verstärkern Störungen verursachen, wenn eine Lötstelle aus verschiedenen Metallen durch einen benachbarten Widerstand erwärmt wird.

Der lichtelektrische Effekt.

Nicht nur Wärmeenergie, sondern auch Lichtenergie kann in elektrische Energie umgewandelt werden. Bei dem lichtelektrischen Effekt werden zwei grundsätzlich verschiedene Vorgänge beobachtet, die man als äusseren und inneren Fotoeffekt unterscheidet. Beim äusseren Fotoeffekt wird keine merkliche elektrische Energie frei. Beim inneren Fotoeffekt, der bei den Sperrschichtzellen auftritt, liefert das Fotoelement einen Strom, der mit empfindlichen Strommessern festgestellt werden kann. Er liegt bei mittlerer Helligkeit und mittleren Selen-Fotoelementen in der Grössenordnung von 50 μA. Die Fotoelemente im elektrischen Belichtungsmesser sind allgemein bekannt. Abb. 44 (Bilderanhang) zeigt als Beispiel ein technisches Fotoelement.

Piezoelektrizität.

Platten oder Scheiben von bestimmten Kristallen, vornehmlich Quarz und Seignettesalz, haben die Eigenschaft, an ihren Oberflächen elektrische Spannungen zu erzeugen, wenn sie gepresst oder gebogen werden. Sie müssen dazu in einer bestimmten Kristallrichtung geschnitten sein. Die Abnahme der Spannungen erfolgt durch zwei auf die Seiten des Kristalls geklebte Zinnfolien oder durch feste Elektroden in geringem Abstand von den Kristalloberflächen. Die rechteckigen Kristallplatten sind für viele Anordnungen an drei Ecken befestigt. An der vierten Ecke erfolgt die Biegung. Sie ist z. B. im Kristallmikrophon mit der Membrane verbunden, die, durch die Schallwellen bewegt, den Kristall verbiegt und so die elektrischen Spannungen hervorbringt, die ihrerseits dem Verstärker zugeführt werden. Auch im Kristalltonabnehmer verbiegt die Nadel den Kristall, entsprechend dem Verlauf in den Schallplattenrillen. In Kristall-Lautsprechern wird der piezoelektrische Effekt umgekehrt verwendet. Denn ein Kristall deformiert sich unter der Wirkung einer Spannung; diese Deformation wird benutzt, um die Lautsprechermembran zum Schwingen zu bringen. Auf der Kombination beider Effekte und der Konstanz einer mechanischen Eigenresonanz des geschliffenen Kristalles beruht seine Eigenschaft, die Frequenz von Schwingungskreisen konstant zu halten. Dies wird sowohl zur Frequenzstabilisierung der Rundfunksender als auch zum Bau sehr guter Filter benutzt.

VI. RESONANZKREISE

PARALLELRESONANZKREISE · SERIENRESONANZKREISE · THOMSON'SCHE FORMEL · DÄMPFUNG · DER ABSTIMMBEREICH · BANDFILTER

Schwingungs- oder Resonanzkreise sind Kombinationen aus Induktivitäten und Kapazitäten. Hierbei können Induktivität und Kapazität entweder parallel oder in Serie geschaltet werden. Wir behandeln beide Fälle zuerst getrennt, um dann das ihnen Gemeinsame zu zeigen.

Parallelresonanzkreise.

Das Schema eines Parallelkreises gibt Abb. 45. Der Widerstand R in Serie zur Spule deutet den Ohm'schen Widerstand derselben an. Wir wollen für den Anfang R = O annehmen. Ein Schwingungskreis ist dann in Resonanz, wenn die Reaktanzen von Induktivität und Kapazität bei einer bestimmten Frequenz den gleichen Betrag haben. Das ergibt:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \qquad 58)$$

und daraus:

$$f^2 = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot L \cdot C} \qquad 59)$$

Bei dieser Resonanzfrequenz f wird der Gesamtwiderstand des Kreises unendlich gross, d. h. der Gesamtstrom I verschwindet. Trotz des unendlich kleinen Gesamtstromes fliesst in den beiden Zweigen des Resonanzkreises ein Strom. Da aber an Induktivität und Kapazität jeweils ein Phasenunterschied zwischen Strom und Spannung von —90° bzw. +90° auftritt und an beiden die gleiche Spannung liegt, sind diese Ströme gegenphasig und gleich gross. Sie addieren sich also zum Gesamtstrom Null. Einzeln betrachtet erreichen sie ein Maximum, da mit dem Schwingkreiswiderstand die Spannung U maximal wird. Man spricht in diesem Falle von Stromresonanz. Dadurch, dass R praktisch nicht Null ist, wird der Resonanzwiderstand nicht unendlich; denn die Ströme können sich nicht mehr völlig aufheben, da sie nicht genau entgegengesetzter Phase sind. In diesem Fall wird der Resonanzwiderstand:

$$R_{res} = \frac{L}{R \cdot C} \qquad 60)$$

Um einen hohen Resonanzwiderstand zu erreichen, muss man also den Widerstand R klein halten.

Eine andere Darstellung für den Parallelkreis gibt Abb. 46. Hier ist statt des Spulenwiderstandes der Isolationswiderstand des Kondensators eingezeichnet. Im Resonanzfall, die Bedingung hierfür ist natürlich dieselbe wie oben, wird der Gesamtwiderstand gleich R', da der Kreiswiderstand ohne Berücksichtigung von R' unendlich gross wäre. Bei dieser Betrachtungsweise ist also für einen hohen Resonanzwiderstand ein möglichst grosser Isolationswiderstand erforderlich.

Aus der Tatsache, dass im ersten Falle

$$R_{res} = \frac{L}{R \cdot C} \qquad 61)$$

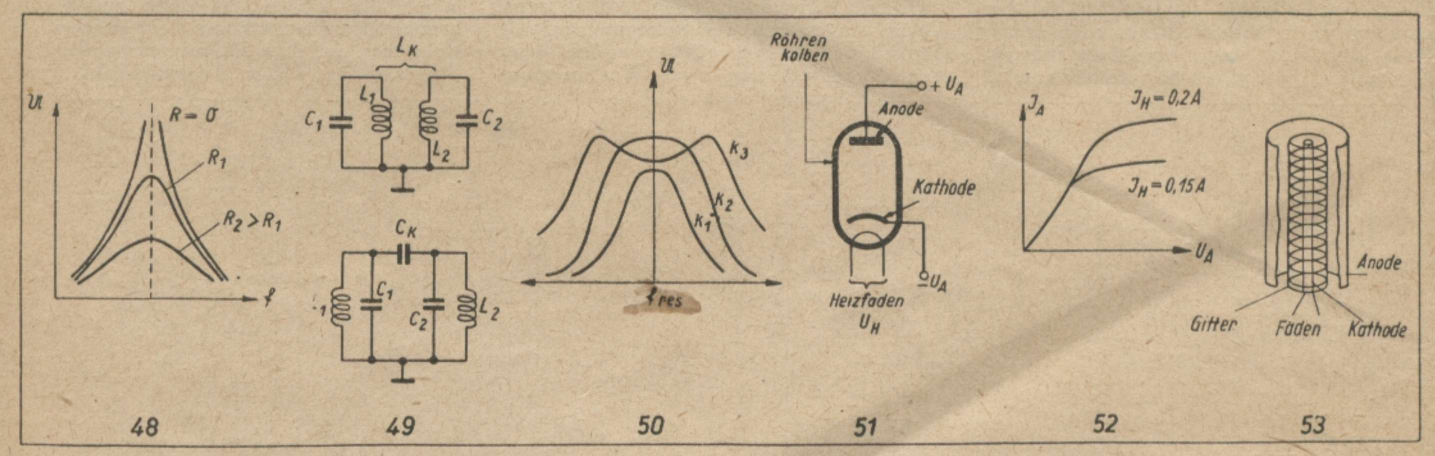
und im zweiten Falle:

$$R_{res} = R' \qquad 62)$$

ist, sieht man, dass man einen Schwingkreis mit bekanntem Resonanzwiderstand auf beide Arten darstellen kann, wenn man die Beziehung:

$$R' = \frac{L}{R \cdot C} \qquad 63)$$

zwischen beiden berücksichtigt. Da in der Praxis weder der Spulenwiderstand verschwindet, noch der Isolationswiderstand des Kondensators unendlich gross ist, muss man, um gute Resonanzkreise zu erhalten, beide ihren Idealwerten möglichst weit annähern.



48. Resonanzkurven eines Parallelresonanzkreises bei verschiedener Dämpfung durch unterschiedliche Spulenwiderstände.
49. Bandfilter mit induktiver oder kapazitiver Kopplung.
50. Resonanzkurven von Bandfiltern bei verschiedener Kopplung. Die Kopplung k_3, bei der die Kurve das breiteste Maximum hat, ohne dass eine Einsattelung auftritt, heisst kritische Kopplung. Die Kopplung k_1 ist unterkritisch, k_3 überkritisch.
51. Symbolische Darstellung einer Diode.
52. Sättigungskennlinie einer Diode bei verschiedenen Heizströmen.
53. Zylindrisches System einer indirekt geheizten Triode.

Serienresonanzkreise.

Ein Serienkreis ist in Abb. 47 dargestellt. Auch hier liegt bei derjenigen Frequenz Resonanz vor, für die die beiden Reaktanzen gleich gross sind. Das ergibt also die gleiche Resonanzformel. Aber der Resonanzwiderstand beim Serienkreis wird Null, falls der Ohmsche Widerstand $R = 0$ ist. Dies kann man aus der Abb. 30 ersehen. Für den Fall, dass X_L entgegengesetzt gleich X_C ist, wird $Z = 0$. Wir haben eine Spannungsresonanz, da die Gesamtspannung zum Minimum wird, während der Gesamtstrom und damit die Teilspannungen ihre Maxima erreichen. Auch hier verschwindet der Ohm'sche Widerstand praktisch nie völlig, und deshalb wird auch der Resonanzwiderstand nie vollkommen Null.

Thomson'sche Formel.

Wir haben also den Parallelkreis als maximalen Widerstand und den Serienkreis als Kurzschluss für die Resonanzfrequenz kennengelernt. Für beide ergab sich diese zu:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \qquad 64)$$

Hierbei werden L und C in Henry und Farad gemessen und π ist wiederum 3,1416. Man erhält dann die Frequenz in Hertz. In der Radiotechnik, wo die Frequenzen meist in kHz und MHz angegeben werden, benutzt man zweckmässig die folgenden Formeln:

$$f_{kHz} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{L_H \cdot C_{\mu F}}}; \qquad 65)$$

$$f_{MHz} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{L_{\mu H} \cdot C_{\mu F}}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{L_H \cdot C_{pF}}}$$

Dämpfung.

Abb. 48 zeigt einige Resonanzkurven eines Parallelkreises der Schaltung 45. Man sieht, wie die Maxima bei Dämpfung durch den steigenden Widerstand R immer breiter und flacher werden. Ebenso liegt der Fall für Serienresonanz bei steigendem Widerstand, wobei allerdings hier der Strom die Grösse ist, die das Maximum erreicht. Dem Fall steigenden Serienwiderstandes würde bei Betrachtung des Parallelkreises nach Schaltung 46 fallender Isolationswiderstand entsprechen.

Resonanzkreise werden in Empfängern dazu benutzt, eine bestimmte Frequenz von anderen auszusondern. Aus den Resonanzkurven ersieht man, dass dies am besten durch einen Resonanzkreis mit kleiner Dämpfung geschieht. Man hat deshalb den Begriff der Güte des Resonanzkreises eingeführt. Da neben der Steilheit auch das Resonanzmaximum bei steigender Dämpfung flacher wird, wird ausser der Trennschärfe, die durch die Breite der Resonanzkurve gegeben ist, auch die Resonanzverstärkung schlechter, die vom Kreiswiderstand abhängig ist. Eine Änderung des Resonanzwiderstandes wird aber nicht nur durch die Änderung des Verlustwiderstandes, sondern auch durch die Änderung des Verhältnisses von Kapazität zu Induktivität bewirkt. Für den Parallelkreis hatten wir den Ausdruck für den Resonanzwiderstand oben in Formel 60 angegeben; bei ihm ergibt ein grosses Verhältnis L/C einen hohen Resonanzwiderstand.

Um für eine bestimmte Frequenz einen Resonanzkreis zu erhalten, ist nun durch die Thomson'sche Formel)* nicht L und C, sondern nur das Produkt L · C festgelegt. Man kann also die eine Grösse wählen, woraus sich die zweite zwangsweise ergibt. Beim Parallelkreis wird man daher grosse Induktivität und kleine Kapazität anstreben, um einen hohen Resonanzwiderstand zu erhalten. Hierbei darf die Induktivität natürlich nicht so gross werden, dass ihr Ohm'scher Widerstand den Resonanzwiderstand verschlechtert. Es gibt also je nach dem verwendeten Material ein optimales Verhältnis L/C.

Der Abstimmbereich.

In Kreisen mit variabler Resonanzfrequenz, die in den Radioapparaten als Hochfrequenzkreise allgemeine Verwendung finden, wird die Resonanzfrequenz fast immer durch Änderung der Kapazität mittels eines Drehkondensators verändert. Da die üblichen Drehkondensatoren eine Kapazitätsänderung von 1 : 10 zulassen, und die Kapazität in der Resonanzformel unter dem Wurzelzeichen steht, wird mit einer Kapazitätsveränderung von 1 : 10 nur eine Frequenzänderung von $\sqrt{1 : 10} = 1 : 3{,}1$ erzielt. Deshalb ist der Frequenzumfang der normalen Bereiche in Empfängern etwa 1 : 3. Durch die Änderung der Kapazität im Resonanzkreis wird aber, wie wir oben sahen, der Resonanzwiderstand verändert. Da dieser bei der grössten Kapazität am kleinsten ist, findet man häufig am langwelligen Ende eines Frequenzbandes (niedrigste Frequenz und daher höchste Kapazität) eine Verstärkungsverminderung.

Neben der Verwendung von Resonanzkreisen als Kopplungselemente in den Resonanzverstärkern werden sie auch als vorgeschaltete Sperrkreise verwandt. Die Serienkreise werden fast nur zur Unterdrückung unerwünschter Bereiche benutzt. Auch in Niederfrequenzverstärkern treten Resonanzkreise auf, die teils bestimmte Tonbereiche hervorheben sollen, teils unvermeidliche Folgen der Schaltelemente sind. Letztere werden absichtlich in ihrer Wirkung durch Widerstände gedämpft.

Bandfilter.

Um breitere Frequenzbänder einwandfrei zu übertragen, benutzt man entweder mehrere gegeneinander schwach verstimmte Resonanzkreise oder gekoppelte Kreise.

Eine Kombination aus zwei miteinander gekoppelten Resonanzkreisen nennt man Bandfilter. Diese werden allgemein im Zwischenfrequenzverstärker verwandt. Die Kopplung beider Kreise ist entweder magnetisch wie beim Übertrager durch die Gegeninduktivität L_K der beiden Spulen oder kapazitiv über einen kleinen Kondensator C_K. Auch gemischte Kopplungen kommen vor. Abb. 49 zeigt die verschiedenen Fälle. Die beiden Resonanzkreise sind auf die gleichen oder auf fast die gleichen Frequenzen abgestimmt. Durch diese Anordnung erhält man Resonanzkurven mit einem breiten Maximum und steilen Flanken, wie sie Abb. 50 zeigt. Die steilen Flanken ergeben eine sehr gute Trennschärfe, wogegen das breite Maximum im Durchlassbereich eine verhältnismässig konstante Verstärkung garantiert. Sie übertragen also ein bestimmtes Frequenzband, daher der Name Bandfilter. Die modernen, hochwertigen Empfänger verdanken ihre guten Eigenschaften, besonders ihre Tonqualität und ihre Trennschärfe, diesen Bandfiltern.

Es ist möglich, durch die Änderung der Kopplung die Form der Filterkurve zu beeinflussen, wodurch Wiedergabe und Trennschärfe einstellbar werden. Dies zeigen die verschiedenen Kurven der Abb. 50. Von fester bzw. loser Kopplung spricht man ausser im Bandfilter auch in anderen Kreisen, z. B. im Antennen-Ankopplungskreis. Allgemein ergeben lose gekoppelte Spulen eine geringere Spannungsübertragung — also geringere Verstärkung — aber gute Trennschärfe und fest gekoppelte, eine bessere Verstärkung aber verringerte Trennschärfe.

VII. RÖHREN

DIE KATHODE · DIE DIODE · DIE TRIODE · KENNLINIEN · DIE STEILHEIT · DER DURCHGRIFF · DER INNERE WIDERSTAND EINER RÖHRE · DIE BARKHAUSENFORMEL · DIE VERLUSTLEISTUNG · DER ARBEITSWIDERSTAND · BERECHNUNG DER VERSTÄRKUNG · DAS SCHIRMGITTER · SEKUNDÄRELEKTRONEN · DIE PENTODE · MEHRGITTERRÖHREN · KONVERSIONSSTEILHEIT · RAUMLADEGITTERRÖHREN · ELEKTRONEN-BÜNDELUNG · DIE REGELKENNLINIE · DAS MAGISCHE AUGE · MEHRFACH-RÖHREN · SEKUNDÄR-ELEKTRONEN-VERVIELFACHER · FOTOZELLEN · BRAUN'SCHE RÖHREN · STÖRERSCHEINUNGEN · TECHNOLOGIE · RÖHRENKENNZEICHNUNG · MODERNE EUROPÄISCHE BEZEICHNUNG · ZAHLENRÖHREN · KOMMERZIELLE RÖHREN · AMERIKANISCHE BEZEICHNUNG · DER SOCKEL.

In der Vakuum-Elektronenröhre sind die Elektronen, aus denen auch der Leitungsstrom im Metall besteht, aus dem Metall befreit und stellen unter dem Einfluss eines elektrischen Feldes einen freien Elektronenstrom dar, dessen Stärke sich in einfacher Weise beeinflussen lässt.

Die Kathode.

Der die Elektronen abgebende — emittierende — Teil der Röhre heisst die Kathode. Bei einer Temperatur von ca. $+20^0$ können die Elektronen das Metall normalerweise nicht verlassen. Aber aus der glühenden Kathode verdampfen sie und umgeben diese als Wolke. Die Elektronenwolke bildet eine Raumladung. Als Kathodenmaterial wurden früher — und auch heute noch bei Leistungsröhren und dergleichen — Wolfram und Thorium benutzt, da man diese wegen ihres hohen Schmelzpunktes besonders stark — auf ca. 2400^0 — erhitzen kann und die Zahl der emittierten Elektronen mit steigender Temperatur steigt. Heutzutage benutzt

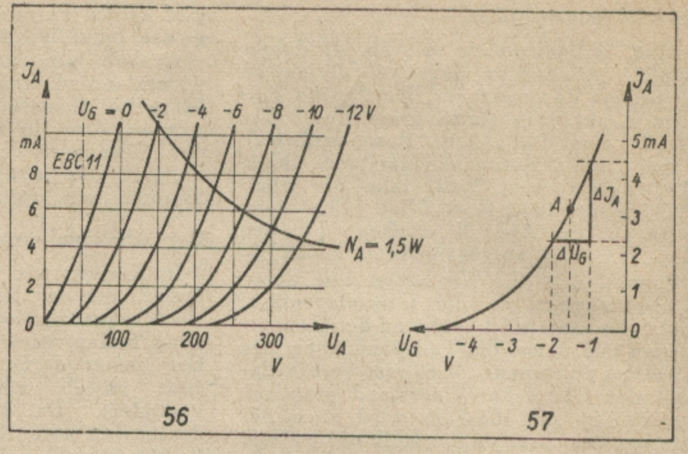
man als emittierendes Material gewisse Metall-Oxyde — vor allem Barium — die schon bei Rotglut (ca. 1000°) eine starke Emission zeigen.

Um den technischen Fortschritt zu erkennen, sei erwähnt, dass je cm^2 Oberfläche einer Wolfram-Kathode 50 W Heizleistung notwendig und maximal 0,1 A Elektronenstrom erreichbar sind, während die entsprechenden Werte für Oxyd-Kathoden 2 W und 2 A betragen. Die Oxydschicht wird als Kathodenmaterial entweder direkt auf den Heizfaden oder auf ein von ihm elektrisch isoliertes Röhrchen, das durch den Heizfaden erhitzt wird, aufgetragen. Dementsprechend unterscheidet man zwischen direkt und indirekt geheizten Kathoden.

Die Diode.

Die einfachste Radioröhre ist die Diode, die ausser der Kathode nur noch die Anode enthält. Abb. 51 zeigt ihren schematischen Aufbau und damit das in Schaltbildern für Dioden verwandte Symbol. Wenn die Anode eine gegenüber der Kathode positive Spannung erhält, saugt die Anode die Elektronen von der Kathode weg. Es fliesst also in der Röhre ein Elektronenstrom. Abb. 52 zeigt die Stromstärke in Abhängigkeit von der angelegten Anodenspannung. Man sieht, dass der Strom nur gewisse Maximalwerte erreichen kann und dann, trotz weiter steigender Anodenspannung, praktisch konstant bleibt. Diese Sättigungserscheinung tritt dann auf, wenn die Anodenspannung so hoch ist, dass alle emittierten Elektronen von der Kathode weggesaugt werden. Die Anzahl der emittierten Elektronen kann durch Erhöhung des Heizstromes gesteigert werden, und dementsprechend steigt auch dieser Sättigungswert. Dieser Sättigungswert liegt aber bei modernen Röhren mit Oxyd-Kathoden so hoch, dass er unter normalen Verhältnissen in Verstärkern nie erreicht wird.

Da die Anode einer Röhre als kaltes Metall keine Elektronen abgeben kann, kann kein Elektronenstrom von der Anode zur Kathode fliessen. Wenn die Anode negativ wird, stösst sie die Elektronen ab. Falls zwischen Anode und Kathode eine Wechselspannung liegt, kann also nur in denjenigen Halbwellen Strom fliessen, in denen die Anode positiv ist. Deshalb kann man mit einer solchen Anordnung aus Wechselspannung pulsierende Gleichspannung herstellen; sie heisst daher Gleichrichterröhre, und wird sowohl als Netzspannungs- als auch als Hochfrequenzgleichrichter benutzt.



56. Anodenstrom-Anodenspannungsdiagramm der EBC 11 mit eingezeichneter Kurve maximaler Verlustleistung N_A.

57. Ableitung der Steilheit aus dem Anodenstrom-Gitterspannnngsdiagramm.

Die Triode.

Die Triode entsteht, wenn in die Diode zwischen Kathode und Anode eine dritte Elektrode — das Steuergitter — eingebaut wird. Das Gitter ist, bei der üblichen konzentrischen Anordnung mit der Kathode in der Mitte und der Anode als Metallzylinder aussen, eine runde Drahtspirale (Abb. 53). Das Gitter erhält üblicherweise eine negative Spannung gegen die Kathode. Allgemein werden sämtliche Spannungen, wenn es nicht ausdrücklich anders vermerkt ist, in der gesamten Röhrentechnik auf die Kathode bezogen. Durch die negative Vorspannung stösst das Gitter die Elektronen ab, und es können also keine auf das Gitter gelangen. Daher fliesst kein Gitterstrom. Das durch das negative Gitter hervorgerufene elektrische Feld beeinflusst aber den Elektronenstrom zur Anode. Je negativer das Gitter ist, desto mehr Elektronen werden zurückgehalten und desto geringer ist daher der Anodenstrom. Diese Wirkung veranschaulicht die Abbildung 54.

Kennlinien.

Die Abhängigkeit des Anodenstromes von der negativen Gittervorspannung zeigt die Abb. 55. Bei einer festen Vorspannung steigt der Anodenstrom mit steigender Anodenspannung.

Die verschiedenen Kurven sind für verschiedene Anodenspannungen gezeichnet. Allgemein nennt man bei einem Kennlinienfeld eine Grösse, deren Wert für die einzelnen Kurven verschieden gewählt ist, den Parameter des Kennlinienfeldes. In Abb. 55 ist der Parameter die Anodenspannung. Ausser den Kurven, die die Abhängigkeit des Anodenstromes von der Gittervorspannung zeigen, ist auch noch das sogenannte Anodenstrom-Anodenspannungs-Kennlinienfeld (Abb. 56) üblich. Der Parameter ist in diesem Falle die negative Gittervorspannung. Anhand dieser beiden Kennlinienfelder wollen wir die wesentlichsten Röhreneigenschaften besprechen. Man sieht an ihnen, wie sich durch die Variation der negativen Gittervorspannung der Anodenstrom beeinflussen lässt. Da aber auf das Gitter kein Strom fliesst, verbraucht es keine Leistung. Infolgedessen haben wir eine leistungslose Steuerungsmöglichkeit für den Anodenstrom. Da die Masse der Elektronen verschwindend klein ist, ist diese Steuerung bei den heute in der Radiotechnik vorkommenden Frequenzen praktisch trägheitslos. Die Gittervorspannung, bei der der Anodenstrom Null wird, heisst die Sperrspannung. Sie steigt bei wachsender Anodenspannung.

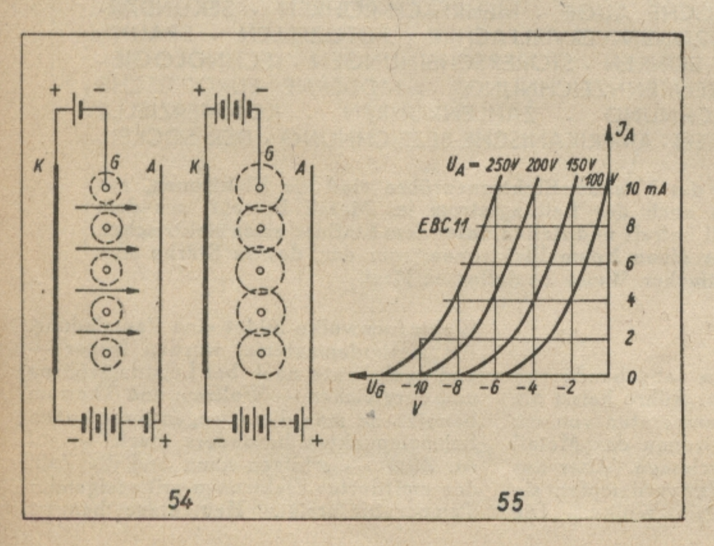
Die Röhreneigenschaften werden durch verschiedene Daten bestimmt, welche man für die einzelnen Röhren aus den Röhrentabellen entnehmen kann.

Die Steilheit.

Die Anodenstromänderung pro Volt Gitterspannungsänderung nennt man die Steilheit einer Röhre, sie wird mit S bezeichnet und in mA/V gemessen. Man kann sie direkt aus der Kennlinie, wie dies in Abb. 57 gezeigt ist, ablesen. Bei Änderung der Anodenspannung bleibt die Steilheit der Kurven annähernd konstant, was man aus ihrer Ähnlichkeit untereinander sofort erkennt. Daran, dass die Anodenstrom-Gittervorspannungs-Kennlinien keine Geraden, sondern gekrümmte Kurven sind, erkennt man die Abhängigkeit der Steilheit von der Gittervorspannung. Die Konstrukteure bemühen sich, Röhren immer höherer Steilheit herzustellen, da dies einen Empfindlichkeitsgewinn bedeutet. Bei der Dimensionierung eines Verstärkers, ist es in vielen Fällen von Bedeutung, dass der Arbeitspunkt A im geraden Teil der Kennlinie liegt, da sonst durch die Unsymmetrie der Steilheit starke Verzerrungen auftreten. Der Arbeitspunkt ist derjenige Kennlinienpunkt, der durch Gitter- und Anodenspannung eingestellt wird. Der im Arbeitspunkt fliessende Anodenstrom heisst Anodenruhestrom. In dem gezeichneten Beispiel ist die Steilheit im Arbeitspunkt: S = 2,2 mA/V. Als Formel schreibt man die Steilheit:

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_G} \qquad 66)$$

wobei Δ (griechischer Buchstabe, sprich Delta) andeutet, dass es sich um die Änderung des Anodenstromes im Verhältnis zur Änderung der Gittervorspannung handelt.



54. Feld des Steuergitters einer Triode bei verschiedenen Vorspannungen. Um jede der im Schnitt gezeichneten Gitterwindungen ist die Kurve angegeben, wo das Potential so negativ ist, dass es von den Elektronen nicht mehr überwunden werden kann. Rechts sperrt die Vorspannung den Elektronenstrom völlig. (K = Kathode, G = Gitter, A = Anode.)

55. Anodenstrom - Gittervorspannungsdiagramm der EBC 11 bei verschiedenen Anodenspannungen, die die Parallelverschiebungen der Kurven bewirken.

Der Durchgriff.

Auch bei steigender Anodenspannung steigt der Anodenstrom. Das heisst, auch die Anodenspannung beeinflusst wie die Gitterspannung den Anodenstrom. Da die Elektronenbewegung durch die elektrischen Kraftlinien bewirkt wird, ist also auch das Anodenfeld wirksam; seine Kraftlinien greifen durch das Gitter hindurch. Deshalb nennt man diese Wirkung den Durchgriff einer Röhre. Er errechnet sich als der Quotient einer Gitterspannungsänderung durch die Anodenspannungsänderung, die nötig ist, um den Anodenstrom auf den alten Wert zu bringen. Hierbei muss bei einer Erhöhung der negativen Vorspannung die Anodenspannung positiver werden und umgekehrt. Wenn man den Durchgriff mit D bezeichnet, ist also:

$$D = \left(\frac{\Delta U_G}{\Delta U_A} \right)_{I_A} = \text{const.} \qquad 67)$$

Die an die Klammer geschriebene Bemerkung besagt, dass der Anodenstrom hierbei konstant bleiben soll. Betrachten wir dies an Abb. 55. Bei einer Anodenspannung von 150 V und einer Gittervorspannung von —3,2 V fliesst ein Anodenstrom $I_A = 6$ mA. Wird die Anodenspannung um 50 V auf 200 V erhöht, so muss die Gittervorspannung auf —5,3 V verändert werden, um den gleichen Anodenstrom von $I_A = 6$ mA zu erhalten. Der Durchgriff ist damit:

$$\frac{5{,}3 - 3{,}2}{50} = \frac{2{,}1}{50} = 0{,}042 = 4{,}2\% \qquad 68)$$

Man gibt den Durchgriff meist in % an. Der reziproke Wert des Durchgriffs heisst auch der (maximale) Verstärkungsfaktor einer Röhre. Er gibt an, wieviel mal eine Spannung am Gitter durch die Röhre verstärkt werden kann.

Der innere Widerstand einer Röhre.

Die dritte abgeleitete Kenngrösse ist der innere Widerstand. Als Widerstand ist er entsprechend dem Ohm'schen Gesetz definiert, wobei allerdings nicht Ströme und Spannungen, sondern, wie auch bei den anderen Kenngrössen, Anodenspannungsänderung dividiert durch Anodenstromänderung eingesetzt werden. Dies ergibt als Formel:

$$R_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} \qquad 69)$$

Er wird dem Anodenstrom-Anodenspannungsdiagramm ebenso entnommen wie die Steilheit der Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie. Diese drei Kennwerte sind ausser von dem Röhrentyp noch von den Betriebsdaten abhängig. Dies geht aus der Krümmung der einzelnen Kennlinien hervor und wurde bei der Steilheit näher besprochen.

Die Barkhausenformel.

Man kann aus allen drei Kenngrössen das Produkt bilden und erhält dabei:

$$R_i \cdot S \cdot D = \qquad 70)$$

$$\frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} \cdot \frac{\Delta I_A}{\Delta U_G} \cdot \frac{\Delta U_G}{\Delta U_A} = 1$$

Dies ist die berühmte Barkhausen'sche Röhrenformel)*, mit deren Hilfe es möglich ist, falls zwei der Grössen bekannt sind, die dritte zu berechnen.

Die Verlustleistung.

Das Produkt aus der an der Anode wirksamen Gleichspannung und dem Anodenruhestrom heisst die Anodenverlustleistung. Sie ist ein Mass für die Belastung der Anode und damit für ihre Erwärmung durch das Aufprallen der Elektronen; denn mit der Anodenspannung steigt die Geschwindigkeit und mit dem Anodenstrom die Zahl der Elektronen. Die Werte aus den Röhrentabellen dürfen nicht überschritten werden, da die Anode sonst glühend würde. Im Anodenstrom-Anodenspannungs-Kennlinienfeld ist die Kurve maximaler Verlustleistung bequem einzuzeichnen, siehe Abb. 56.

Eine glühende Anode könnte z. B., wenn die Röhre als Gleichrichter arbeitet, selbst Elektronen emittieren, womit dann die Gleichrichterwirkung aufgehoben wäre. Je höher die Anodenverlustleistung einer Röhre ist, desto höher ist auch die erzielbare Nutzleistung, das heisst, die Wechselstromleistung. Auf die Leistungsabgabe der Verstärkerröhren kommt es im Radioapparat nur bei der Endröhre an, da diese die Sprechleistung für den Lautsprecher abgeben muss.

Der Arbeitswiderstand.

Das Kennlinienfeld einer Röhre wird in der Schaltung 58 gemessen. Man ändert mit dem Potentiometer P die Gittervorspannung und liest bei konstant gehaltener Anodenspannung den Anodenstrom I_A an einem Milliampèremeter ab. Es liegt also im Anodenkreis ausser dem als unwesentlich klein betrachteten Widerstand des Strommessers kein Aussenwiderstand. Wenn aber die Röhre als Verstärker benutzt wird, muss die durch die Gittervorspannungsänderung ΔU_G — nach der Erklärung durch Abb. 59 — hervorgerufene Anodenstromschwankung ΔI_A in eine Anodenspannungsschwankung verwandelt werden. Hierzu wird nach Abb. 60 ein Arbeitswiderstand R_a in den Anodenkreis eingefügt. Durch den an ihm auftretenden Spannungsabfall, der sich von der Anodenspannung subtrahiert, ist die Anodenspannung beim Verstärker also nicht mehr konstant, sondern ändert sich mit der Änderung des Anodenstromes und also auch mit der Änderung der Gitterspannung. Um dies zu veranschaulichen, zeichnet man in das Anodenstrom-Anodenspannungs - Kennlinienfeld die Widerstandsgerade ein, indem man die Anodenbetriebsspannung U_B durch eine Gerade mit dem Anodenstromwert, der aus dem Ohm'schen Gesetz zu $I_A = U_B : R_a$ folgt, verbindet.

Abb. 61 zeigt das Kennlinienfeld mit einer Widerstandslinie für einen Arbeitswiderstand von 50 kΩ und eine Anodenbetriebsspannung von 350 V. Aus ihren Schnittpunkten mit den Kurven kann man die Verstärkung ablesen, da sie angibt, wie gross der Spannungsabfall am Aussenwiderstand bei einem bestimmten Anodenstrom ist. So würde hier eine Gittervorspannungsänderung von —2 auf —8 V eine Schwankung der Anodenspannung von 110 auf 240 V bewirken. Die Verstärkung ergibt sich als das Verhältnis der Anodenspannungsänderung zur Gitterspannungsänderung:

$$V = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_G} \qquad 71)$$

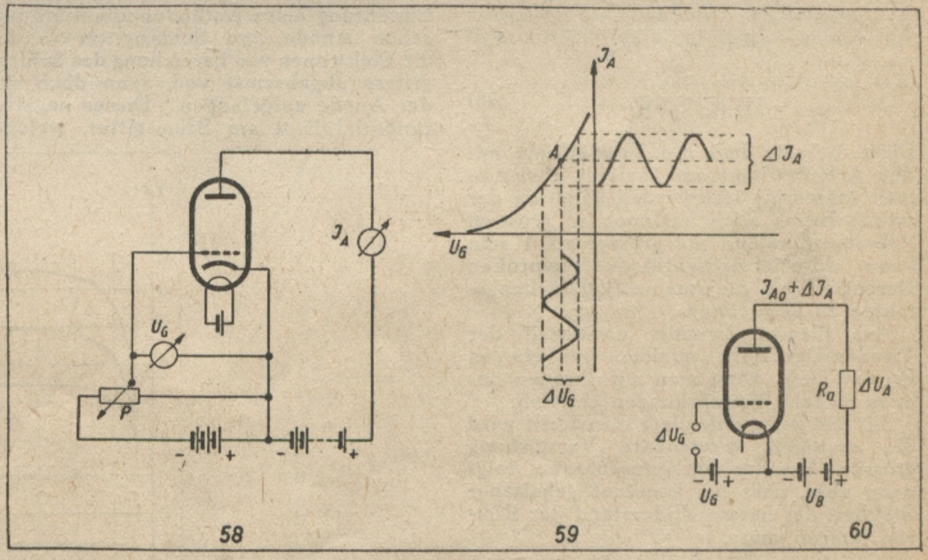
Sie ist also hier:

$$V = \frac{130}{6} = 21{,}7 \qquad 72)$$

Wenn man in einem Verstärker die Gittervorspannung um einen bestimmten Betrag ändert, so ändert sich der Anodenstrom um weniger, als es ohne den Arbeitswiderstand der Fall wäre. Dies ist die Folge des Durchgriffs, denn wenn die Gittervorspannung den Anodenstrom ansteigen lässt, steigt hierdurch der Spannungsabfall am Aussenwiderstand und es sinkt daher die wirksame Anodenspannung. Das erzwingt über den Durchgriff eine Anodenstromverminderung. Bei steigender Gittervorspannung ist es umgekehrt: Der Anodenstrom sinkt, der Anodenspannungsabfall wird geringer, die wirksame Anodenspannung steigt, und dies hat eine Anodenstromsteigerung zur Folge. Deshalb begrenzt der Durchgriff bei endlichen Arbeitswiderständen die Verstärkung. Für verschiedene Belastungswiderstände ergeben sich verschiedene Arbeitskennlinien im Anodenstrom-Gittervorspannungs-Diagramm, die in Abb. 62 gezeichnet sind. Man sieht, dass mit steigendem Widerstand die Steilheit sinkt.

Berechnung der Verstärkung.

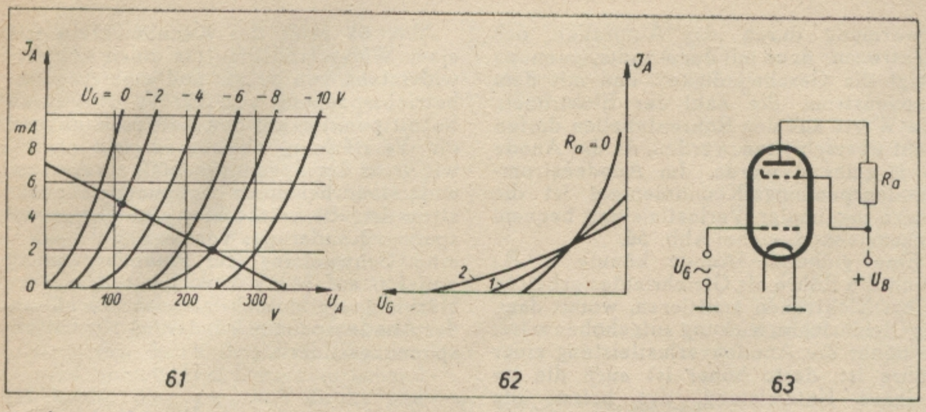
Die Verstärkung gibt das Verhältnis zwischen Anodenwechselspannung und Gitterwechselspannung. Sie ist sowohl von der Röhre als auch von den Betriebsbedingungen abhängig. Wir wollen unter der Annahme, dass Steilheit, Durchgriff, innerer Widerstand und Arbeitswiderstand gegeben sind, die Verstärkung einer



58. Mess-Schaltung zur Kennlinien-Aufnahme; das Potentiometer P ändert die am Voltmeter abzulesene Gittervorspannung U_G, hierbei wird der Anodenstrom I_A gemessen.

59. Steuerung des Anodenstromes durch eine Gitterwechselspannung, die um den Arbeitspunkt A pendelt.

60. Prinzipielle Schaltung einer Triode als Verstärker; die Gitterwechselspannung steuert den Anodenstrom, wodurch am Aussenwiderstand die verstärkte Wechselspannung entsteht.



61. Aus den Schnittpunkten der Widerstandslinie mit den Kurven konstanter Gittervorspannung erhält man die Verstärkung.
62. Die Steilheit der Trioden-Kennlinie sinkt bei wachsendem Aussenwiderstand.

63. Bei der Schirmgitterröhre ist der Durchgriff durch Einführung des direkt an der Spannungsquelle liegenden Schirmgitters stark verringert.

Triode berechnen. Aus der Definition der Steilheit $S = \Delta I_A / \Delta U_G$ folgt:

$$\Delta I_A = S \cdot \Delta U_G \qquad 73)$$

Hier ist nun aber nicht allein die Gitterwechselspannung, sondern über den Durchgriff auch die Anodenwechselspannung als Steuerspannung wirksam. Um dies zu berücksichtigen, schreibt man:

$$\Delta I_A = S \cdot \Delta U_{St} \qquad 74)$$

Da wir wissen, dass die Anodenspannung mit dem Bruchteil, den der Durchgriff angibt, der Gitterspannung entgegenwirkt, setzt man die Steuerspannung wie folgt an:

$$\Delta U_{St} = \Delta U_G - D \cdot \Delta U_A \qquad 75)$$

Man erhält nun die Anodenwechselspannung, indem man den Anodenwechselstrom mit dem Arbeitswiderstand multipliziert, das ergibt:

$$\Delta U_A = \Delta J_A \cdot R_a = SR_a\ (\Delta U_G - D\,\Delta U_A) = SR_a\,\Delta U_G - SR_a\,D\,\Delta U_A \qquad 76)$$

Daraus folgt der Ausdruck für die Verstärkung:

$$V = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_G} = \frac{S\,R_a}{1 + S\,R_a\,D} \qquad 77)$$

Nach der Barkhausen'schen Röhrenformel ist aber $S \cdot D \cdot R_i = 1$. Indem man diesen Ausdru k an Stelle der 1 im Nenner einsetzt, erhält man die endgültige Verstärkungsformel:

$$V = \frac{S\,R_a}{SDR_i + SDR_a} = \frac{1}{D}\,\frac{R_a}{R_a + R_i} \qquad 78)$$

Diese besagt, dass die Verstärkung mit dem Arbeitswiderstand ansteigt, aber niemals gröser als 1/D werden kann, da der zweite Bruch auch bei noch so grossem Arbeitswiderstand nie grösser als 1 sein kann. Also ist es richtig, den reziproken Durchgriff als maximalen Verstärkungsfaktor zu bezeichnen.

Aus diesem Grunde, und weil der Trioden-Durchgriff minimal bei einigen Prozent liegt, kann man mit Trioden nur etwa 50fache Verstärkungen erzielen.

Mit kleiner werdendem Durchgriff wird die maximal erreichbare Verstärkung grösser. Aus der Barkhausenformel folgt dann aber, dass bei konstant gehaltener Steilheit der innere Widerstand der Röhren steigen muss.

Das Schirmgitter.

Um die Wirkung des Durchgriffes zu verringern, hat man zwischen Steuergitter und Anode ein weiteres Gitter eingefügt und erhält so die Schirmgitterröhre. Sie wird auch Tetrode — vom griechischen vier — genannt, da sie vier Elektroden: Kathode, Steuergitter, Schirmgitter und Anode enthält. Dies Schirmgitter liegt, wie Abb. 63 zeigt, an einer positiven, konstanten Spannung. Hierzu ist es vor dem Anodenwiderstand an die Anodenspannung angeschlossen. Durch diese Massnahme wird der Anodendurchgriff bis auf Bruchteile eines Prozentes vermindert. Mit Tetroden kann man daher weit über 100fache Verstärkungen erzielen. Die Einführung des Schirmgitters hat zwar die Schwierigkeit des grossen Durchgriffs beseitigt, aber gleichzeitig eine neue mit sich gebracht, die durch die Sekundär-Elektronen verursacht wird.

Sekundär-Elektronen.

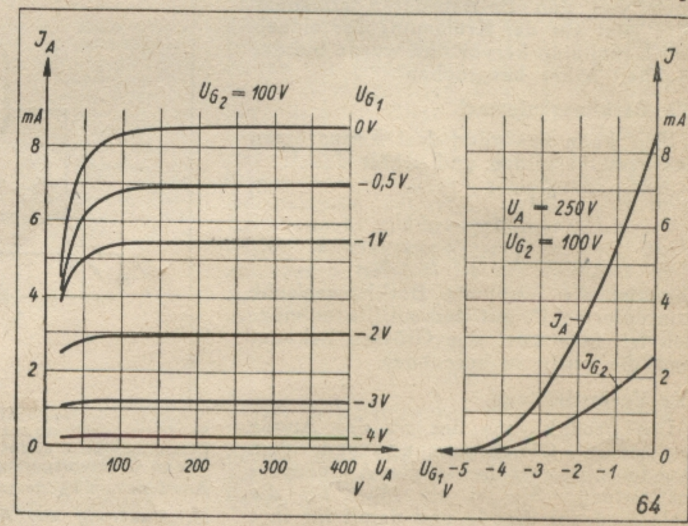
Wenn die Anodenspannung einer Röhre 100 V übersteigt, werden durch die auf die Anode aufschlagenden Elektronen neue Elektronen ausgelöst. Diese Sekundär-Elektronen können in Tetroden vom Schirmgitter angezogen werden, insbesondere, wenn es eine höhere positive Spannung als die Anode führt. Dieser Sekundär-Elektronenstrom bewirkt aber eine Anodenstrom-Verringerung, weil er dem normalen Anodenstrom entgegengerichtet ist. Da der Sekundär-Elektronenstrom oft nur in bestimmten Teilen der Kennlinie wirksam ist, kann er ausserdem bei der Verstärkung beträchtliche Verzerrungen veranlassen. Durch die Einführung eines Kathodenpotentials zwischen Anode und Schirmgitter werden die Elektronen vor Erreichung des Schirmgitters abgebremst und dann doch von der Anode aufgefangen. Dieses negative Potential liegt am Bremsgitter, welches zusätzlich in das System eingebaut, aus der Tetrode die heute am meisten benutzte Röhre, nämlich die Pentode, macht.

Die Pentode.

Abb.64 bringt Kennlinien einer Pentode. Das Anodenstrom-Gittervorspannungs-Diagramm ist dem der Triode ähnlich. Dagegen zeigt das Anodenstrom-Anodenspannungsdiagramm, in das man wieder eine Widerstandslinie eintragen kann, dass die Anodenspannung von einer gewissen Minimalspannung an kaum noch Einfluss auf die Verstärkung besitzt, da dieser von der Steilheit der Kennlinien abhängig ist. Die Kennlinen verlaufen in diesem Bereich fast horizontal. Die Parallelverschiebung der Kurven im Anodenstrom - Gittervorspannungsdiagramm, die bei der Triode durch Änderung der Anodenspannung entsteht, wird bei der Pentode durch Änderung der Schirmgitterspannung erreicht. Das Bremsgitter kann man, ausser zur Unterdrückung des Sekundär-Elekronenstromes, auch zu Steuerzwecken benutzen. Wenn man ihm eine hohe negative Vorspannung gibt, wird der Elektronenstrom nicht mehr die Anode erreichen, sondern zum Schirmgitter zurückgebogen. Die Höhe der negativen Bremsgitterspannung ändert also die Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter. Man spricht deshalb hier von Stromverteilungssteuerung. Die genau so wie bei einem Steuergitter definierte Bremsgittersteilheit ist allerdings bedeutend geringer als am Steuergitter.

Mehrgitterröhren.

Wenn eine Röhre noch mehr Gitter enthält, spricht man von Hexoden, Heptoden und Oktoden, je nach der Zahl der Elemente in der Röhre, wobei der Heizfaden indirekt geheizter Röhren nicht mitzählt. Normale Hexoden besitzen zwei Steuergitter und zwei Schirmgitter in der Reihenfolge: Kathode, Steuergitter 1, Schirmgitter 1, Steuergitter 2, Schirmgitter 2, Anode. Durch die zwei getrennten Steuergitter kann man den Anodenstrom unabhängig voneinander in zweifacher Weise beeinflussen. Dies wird für verschiedene Spezialzwecke, vor allem in der Mischstufe der Überlagerungsempfänger ausgenutzt. Die Heptoden sind entweder Hexoden mit einem Bremsgitter oder Röhren folgenden Aufbaus: Kathode, Steuergitter 1, Hilfsanode, Schirmgitter 1, Steuergitter 2, Schirmgitter 2, Anode. Eine solche Röhre entspricht in ihrer Wirkung der Kombination aus einer Triode und einer Hexode. Auch die Oktode entspricht in ihrer Verwendung der Kombination aus Triode und Hexode; sie enthält ausser den Hep-



64. Die Kennlinienfelder einer Pentode.

todengittern noch ein Bremsgitter vor der Anode.

Konversionssteilheit.

Als Kenngrösse für diese Mehrgitterröhren dient, wenn sie zu Mischzwecken benutzt werden, die Misch- oder Konversionssteilheit. So wie man die Steilheit als Verhältnis von Anodenwechselstrom zu Gitterwechselspannung ansehen kann, so ist die Konversionssteilheit das Verhältnis zwischen der durch Mischung entstehenden Zwischenfrequenzkomponente des Ausgangsstromes der Mischröhre und ihrer Hochfrequenzsteuerspannung. Eine hohe Konversionssteilheit zeigt, dass man aus verhältnismässig geringer Hochfrequenzspannung einen starken Zwischenfrequenzstrom erhält. Für andere Verwendungszwecke muss man natürlich die normale Steilheit der Röhre kennen. Zahlenmässig liegt die Konversionssteilheit immer beträchtlich unter der normalen Steilheit.

Raumladegitterröhren.

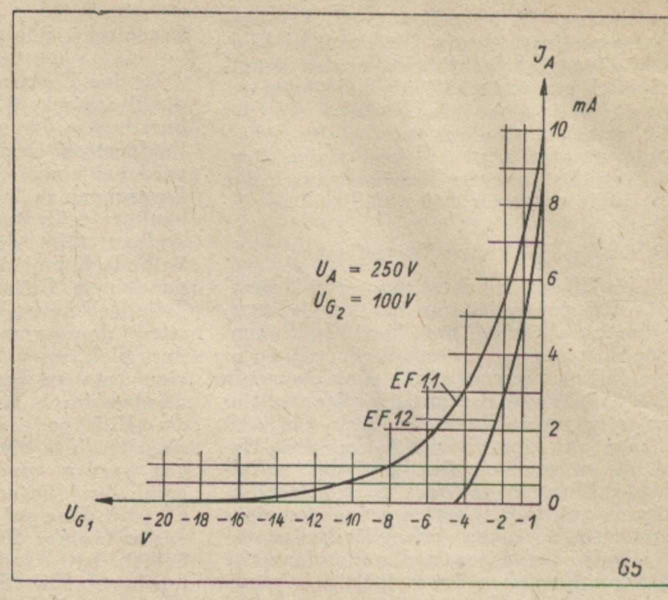
Die üblichen Empfängerröhren sind für Anodenspannungen zwischen 90 und 300 V gebaut, je nach ihrem besonderen Zweck. Für Fälle, in denen auch für die Anodenspannung nur Werte zwischen 15 und 30 V zur Verfügung stehen, wurden die Raumladegitterröhren entwickelt. Diese besitzen zwischen Kathode und Steuergitter, also im Bereich der Raumladung, ein positives Hilfsgitter. Ohne dieses bremst die negative Raumladung der Elektronenwolke in der Umgebung der Kathode, die von der Kathode emittierten Elektronen zunächst einmal ab und vermindert so die Zahl der in das System eintretenden Elektronen. Dies ist bei niederen Anodenbetriebsspannungen besonders störend, da die Raumladung hier nicht, wie bei den höheren Betriebsspannungen, durch die Anodenspannung verringert werden kann. Um die Wirkungen der Raumladung zu kompensieren, benutzt man das positive Raumladegitter. Man erhält durch dieses auch bei extrem niedrigen Anodenspannungen brauchbare Anodenströme. Die Steilheiten und Ausgangsleistungen solcher Röhren sind durch die geringe Anodenspannung stark begrenzt.

Elektronen-Bündelung.

Die Wirkung des Bremsgitters der Pentode wird in einer Anzahl Röhren — vor allem in Endröhren — oft durch Elektronenbündelung ersetzt. Bei diesen Röhren ist der Querschnitt sämtlicher Elemente nicht kreisförmig, sondern oval, wobei alle Gitterhaltestäbe hintereinander an der Schmalseite angeordnet sind; dies ist allerdings auch bei normalen Pentoden häufig der Fall. Ausserdem liegen aber alle Gitterwindungen genau hintereinander. Hierdurch wird der Elektronenstrom in Bündel zusammengefasst. Zwei Bleche, an den Schmalseiten zwischen Schirmgitter und Anode angeordnet, die mit der Kathode verbunden sind, schaffen zwischen Anode und Schirmgitter einen Ort mit Kathodenpotential, eine sogenannte virtuelle Kathode. Sie haben also die gleiche Wirkung wie ein Bremsgitter. Solche Röhren geben bei nicht genau eingehaltenen Betriebsbedingungen beträchtliche Verzerrungen.

Die Regelkennlinie.

Wir hatten gesehen, dass die Steilheit von der Gittervorspannung abhängig ist. Dieser Effekt ist in den Regelröhren über die ganze Kennlinie ausgedehnt. Abb. 55 zeigte die verschiedenen Anodenstrom-Gittervorspannungs-Kennlinien. Bei einer Regelröhre haben die Kennlinien im Bereich der negativeren Vorspannungen ein längeres und flacher verlaufendes Ende. Abb. 65 zeigt als Vergleich die Kennlinien einer normalen Pentode (EF 12) und der dazugehörigen Regelpentode (EF 11). Die Abhängigkeit der Steilheit von der Gittervorspannung bei der Regelröhre zeigt Abb. 66. Hier ist die Steilheit in logarithmischem Masstab aufgetragen. Diese Steilheitsänderung erreicht man durch ein Steuergitter, dessen Windungsabstand, wie es Abb. 67 zeigt, in der Mitte grösser ist, als an den Enden. In den Fading-Regelungen, für die diese Röhren entwickelt wurden, erhalten sie bei starken Eingangsspannungen eine hohe Gittervorspannung. Dann sperren die enggewickelten Teile des Gitters den Anodenstrom bereits völlig und nur die weitmaschige Mitte mit ihrer geringeren Steilheit ist wirksam. Ausserdem wird hierbei die wirksame Kathodenoberfläche kleiner, wodurch eine weitere Steilheitsverminderung bewirkt wird. Bei schwachen Eingangsspannungen und dementsprechend geringerer Gittervorspannung wirken auch die engeren Gitterwindungen mit ihrer grösseren Steilheit. Hierdurch erklärt sich der Steilheitsverlauf der Abb. 65.



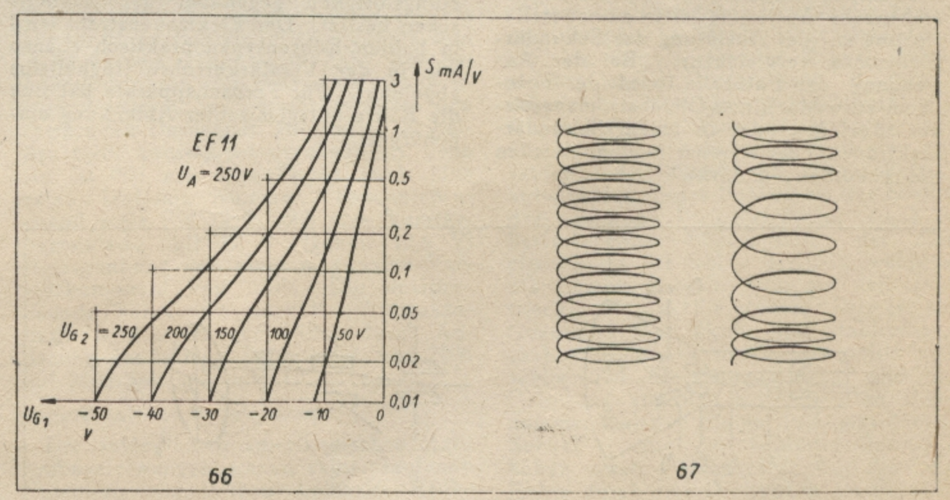
65 Regelkennlinie und normale Kennlinie von Pentoden.

Das magische Auge.

Grössere Empfänger besitzen häufig ein magisches Auge für die genaue Abstimmung. Es enthält ein Verstärkersystem, dem eine der Eingangsspannung proportionale Gleichspannung zugeführt wird. Mit seiner Anode sind Steuerstege verbunden, die den auf einen Leuchtschirm fallenden Elektronenstrom regeln. Da der Leuchtschirm direkt mit der Anodenspannung verbunden wird, die Stege mit der Anode gemeinsam aber nur über einen Arbeitswiderstand, sind die Stege negativ gegenüber dem Leuchtschirm. Je nach der Spannung an den Stegen kann ein grösserer oder kleinerer Winkelbereich des Schirmes von Elektronen getroffen werden und aufleuchten. Um eine Anzeige mit zwei verschiedenen Empfindlichkeiten zu ermöglichen, besitzt die Doppelbereich-Anzeigeröhre zwei Systeme (Anoden und Stegpaare), die von einem gemeinsamen Steuergitter gesteuert werden.

Mehrfachröhren.

Wenn zwei oder mehr Röhrensysteme in e i n e m Kolben untergebracht werden, spricht man von Mehrfachröhren. Dioden wurden mit fast allen anderen Röhren vereinigt. Ausserdem gibt es die Triode-Hexode, die für Mischschaltungen zur Standard-Röhre zu werden scheint, Dop-



66. Steilheit der Regelpentode EF 11 als Funktion von Steuergitter und Schirmgitterspannung. Die S-Achse ist logarithmisch geteilt, um den ganzen Steilheitsbereich zu zeigen.

67. Der Kennlinienverlauf wird von der Wicklungsform de Steuergitters bestimmt: Gleichmässige Windungsabstände ergeben die normale Kennlinie mit gut definierter Sperrspannung, ungleichmässige Verteilung der Windungen verlängert und verflacht ihre Form.

peltrioden, Trioden-Pentoden, Trioden-Tetroden und sogar Gleichrichter-Endpentoden. Mehrfachröhren wurden hauptsächlich aus wirtschaftlichen Gründen gebaut, weil nicht nur Material an der Röhre selbst, sondern auch an der Schaltung gespart wird. Neben vielen Vorteilen haben manche Mehrfachröhren den Nachteil grösserer Störanfälligkeit.

Sekundär-Elektronen-Vervielfacher.

Der Effekt der Auslösung von Sekundär-Elektronen ist uns bereits als unerwünschte Störung begegnet. In Sekundär-Elektronen-Vervielfachern wird er absichtlich hervorgerufen. Man steuert in der üblichen Weise mit dem Steuergitter einen normalen Elektronenstrom und lässt diesen auf eine Sekundär-Emissions-Kathode aufprallen, die für jedes auffallende Elektron mehrere Sekundär-Elektronen emittiert. Diese werden von einer weiteren positiven Sekundär-Emissions-Kathode angezogen und so stufenweise bis zum Erreichen der endgültigen Anode vervielfacht. Man erhält mit solchen Röhren extrem hohe Steilheiten, da nur der erste, schwache Strom gesteuert wird und sich bei jeder Vervielfachung auch die Änderung und damit die Steilheit vervielfacht. Allerdings benötigen diese Röhren mit steigender Stufenzahl beträchtlich steigende Anodenspannungen, da an jeder Sekundär-Emissionsstrecke eine Spannung von ca. 100 V benötigt wird, die sich alle addieren. Solche Röhren werden für Spezialzwecke, wie z. B. Fernsehverstärker, benutzt. Man erreicht mit ihnen Steilheiten, die die höchsten der normalen Röhren um ein Vielfaches übertreffen können.

Fotozellen.

Die Fotozelle besteht aus einem evakuierten Kolben, dessen eine innere Wand eine dünne Schicht eines Metalles trägt, das unter der Einwirkung von Licht Elektronen abgibt. Cäsium, Kalium, Lithium und andere tun dies bei Bestrahlung mit sichtbarem, Thorium, Kadmium, Titan und andere bei Bestrahlung mit ultraviolettem Licht. Gegenüber dieser Fotokathode ist die Anode angeordnet. Sie besteht entweder aus einem axialen Stift, einem Drahtbügel oder einem ebenen Netz. Es handelt sich hier also um eine der Diode verwandte Anordnung, wobei die Elektronen nicht aus einer Glühkathode, sondern aus der Fotokathode durch Lichtbestrahlung ausgelöst werden. Die fotoelektrische Auslösung ist in mancher Beziehung mit der Auslösung der Sekundär-Elektronen vergleichbar. Bei der Anwendung der Fotozelle wird der Fotostrom entweder einem Gleichstromverstärker zugeführt, oder in einem Sekundär-Elektronen-Vervielfacher in dem gleichen Röhrenkolben verstärkt.

Braun'sche Röhren.

Zu den Elektronen-Röhren gehört auch die Braun'sche*) Röhre. Sie ist allgemein bereits von dem seit langem üblichen Kathodenstrahl-Oszillographen bekannt und wird bei einer weiteren Verbreitung des Fernsehens auch in der Reparaturtechnik häufiger auftreten. Ihren schematischen Aufbau zeigt die Abb. 68. Die Glühkathode K emittiert Elektronen. Sie wird von einem Gitter G, das auch Wehnelt-Zylinder)* heisst, umgeben. Es dient genau wie in den normalen Röhren zur Regelung der Elektronen-Stromstärke und führt eine negative Spannung. Die Elektronen werden durch die Anode A_2 und durch die Hilfsanode A_1 beschleunigt, wobei sie allerdings nicht von diesen aufgefangen werden, sondern die Anodenzylinder axial durchfliegen. Der Elektronenstrom ES trifft dann auf den Schirm S der Röhre, der mit einer fluoreszierenden Substanz belegt ist, sodass der Auftreffpunkt leuchtet. Die Spannung an der Hilfsanode — sie hat die Wirkung einer optischen Sammellinse — regelt die Schärfe dieses Punktes, dessen Helligkeit von der Stromstärke, also von der Gittervorspannung, abhängt. Zwischen der Anode und dem Schirm passiert der Strom in der dargestellten Röhre noch zwei Plattenpaare P_1—P_2 und P_3—P_4, die sich paarweise gegenüber und senkrecht zueinander stehen. Durch Anlegen einer Spannung an P_1—P_2 entsteht in dem aus ihnen gebildeten Plattenkondensator ein elektrisches Feld, das die Elektronen zu der einen Platte hin ablenkt. Ebenso wirkt das Plattenpaar P_3—P_4. Da beide Plattenpaare senkrecht zueinander stehen, kann der Strahl, wie es in Abb. 69 gezeichnet ist, auf jeden Punkt des Schirmes gelenkt werden. Ein elektrischer Strom wird aber auch durch ein Magnetfeld abgelenkt. Wenn man das Magnetfeld durch eine ausserhalb des Kolbens der Braun'schen Röhre angebrachten Spule erzeugt, kann man auch auf diese Weise eine Ablenkung des Elektronenstromes erhalten. Man unterscheidet dementsprechend zwischen elektrostatischen und elektromagnetischen Ablenkungen. Es ist auch möglich, die Ablenkung in der einen Richtung elektrostatisch und in der anderen Richtung elektromagnetisch vorzunehmen. Für Kathodenstrahl-Oszillographen werden fast ausschliesslich elektrostatische Röhren benutzt, da diese Ablenkmethode den Vorteil der Leistungslosigkeit gegenüber der magnetischen besitzt. Der Elektronenstrahl wird in beiden Röhrentypen praktisch ebenso wie in der Verstärkerröhre trägheitslos abgelenkt. Für Fernsehapparate hat sich die Röhre mit gemischter Ablenkung eingebürgert.

Störerscheinungen.

Dadurch dass sämtliche elektrischen Ströme Bewegungen kleiner Ladungseinheiten darstellen, treten bei jedem elektrischen Strom Schwankungserscheinungen auf. So liegt an einem bestimmten Widerstand durch die unregelmässigen Wärmebewegungen der Elektronen dauernd eine sehr niedrige schwankende Spannung, die mit der Temperatur und Grösse des Widerstandes steigt. Auch der Anodenstrom in einer Röhre schwankt unregelmässig und verursacht so das Röhrenrauschen. Diese Schwankungen haben vielerlei Gründe, wobei am entscheidensten die Schwankung der Intensität und Geschwindigkeit der aus der Kathode austretenden Elektronen ist. Ausserdem kennt man Stromverteilungsrauschen. Es entsteht dadurch, dass sich bei Mehrgitterröhren der Strom unregelmässig auf die einzelnen Elektroden verteilt. Man ist bemüht, alle Rauschursachen, die mit der Zahl der Gitter steigen, möglichst klein zu halten. Als Mass für das gesamte Rauschen einer Röhre dient der äquivalente Gitterrauschwiderstand. Sein Betrag ist gleich dem Widerstand, dessen Temperaturrauschen bei 20° am Gitter der Röhre das Röhrenrauschen ergeben würde.

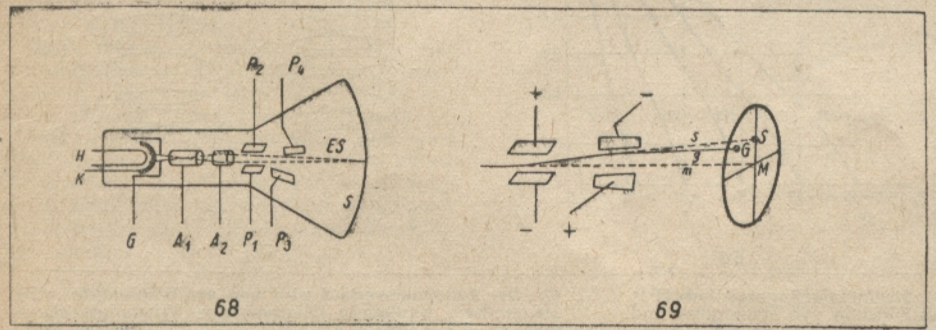
Durch mechanische Erschütterungen werden die Elektroden in der Röhre in Schwingungen versetzt. Hierdurch ändern sich die Röhrenkennwerte. Dies, man nennt es Klingen der Röhren, ergibt Änderungen ihres Anodenstromes und damit unerwünschte Wechselspannungen. Die Klingempfindlichkeit der Röhren konnte im Laufe der Entwicklung bedeutend herabgesetzt werden.

Bei Wechselstromheizung entsteht ein gewisser Brumm. Er ist bei indirekt geheizten Röhren bedeutend kleiner als bei direkt geheizten, weshalb man früher bei der Verwendung direkt geheizter Wechselstromröhren besondere Entbrummer benutzte. Bei direkter Heizung entsteht der Brumm dadurch, dass das Gitter durch die Wechselspannung am Heizfaden eine Wechselspannung erhält und durch minimale Temperaturschwankungen des Heizfadens, die durch den wechselnden Heizstrom verursacht werden. Bei indirekter Heizung gelangt über die Kapazität zwischen Heizfaden und Gitter eine Brummspannung auf das Gitter.

Ausserdem entstehen Störungen durch Änderungen der inneren Röhrenkapazitäten während der Betriebszeit und mit den Betriebsspannungen. Man unterscheidet vor allem Eingangs- und Ausgangskapazität einer Röhre. Die Eingangskapazität ist die Kapazität zwischen dem Steuergitter und der Kathode. Die Ausgangskapazität ist die Kapazität zwischen Anode und aller für Wechselspannungen mit der Kathode verbundenen Elektroden. Änderungen dieser Kapazitäten ändern die Abstimmung angeschlossener Schwingkreise. Aus diesem Grunde, und um ähnliche Änderungen des Eingangswiderstandes nicht wirksam werden zu lassen, werden besonders bei Kurzwellen Schwingkreise lose angekoppelt.

Technologie.

Der Aufbau der Systeme der modernen Radioröhren ist verhältnismässig einheitlich. Die in der System-Achse stehende Kathode wird von den Gittern und der Anode koaxial umgeben. Diese Anordnungen werden sowohl zylindrisch als auch oval und rechteckig ausgeführt. Abb. 70 gibt ein typisches Beispiel.



68. Aufbau einer Braun'schen Röhre mit elektrostatischer Ablenkung.

69. Strahlengang im Ablenksystem einer elektrostatischen Braun'schen Röhre.

(Abb. 70—76 siehe Bilderanhang.) Bei direkt geheizten Röhren findet man den Heizfaden oft als Zickzack in der Mittelfläche eines Rechtecks; er wird dann von den übrigen rechteckigen Elementen eingeschlossen (Abb. 71). Einseitige ebene Anordnungen, wie sie Abb. 72 zeigt, waren in dem Anfangsstadium der Röhrenentwicklung üblich, werden aber heute nur noch für besondere Messzwecke, z. B. bei Elektrometerröhren, hergestellt.

Die Systeme sind meist mit senkrechter Achse angeordnet. Hier bilden die europäischen Stahlröhren eine Ausnahme, sie besitzen waagerecht liegende Systeme. Das traditionelle Kolbenmaterial ist Glas, wobei zur Erzielung der vakuumdichten Durchführungen die Röhren mit dem auch von Glühlampen bekannten Quetschfuss ausgerüstet wurden. Abb. 73 zeigt den verhältnismässig grossen Anteil des Fusses an der Gesamtröhre. In den modernen Stahlröhren spart man den Quetschfuss dadurch, dass man die Durchführungen mit in den Stahlboden eingeschmolzenen Glasperlen einer speziellen Glasart ausführt, wie es Abb. 74 zeigt. Ähnliche Durchführungen werden bei den modernen Pressglasröhren verwandt, wodurch man Röhrengrössen erzielt, die wirklich vom System ausgenutzt werden. Abb. 75 ist hierfür ein Beispiel.

Röhrenkennzeichnung.

Jede Röhre trägt eine Typenbezeichnung, aus der man auf Typ und einige Daten schliessen kann.

Moderne europäische Bezeichnung.

Die in Mitteleuropa heute vorherrschende Art der Bezeichnung besteht aus einigen Buchstaben, denen eine Zahl folgt, z. B. ECH 11. Der erste Buchstabe zeigt die Heizung an und die folgenden die Röhrenart, wogegen der Zahl keine technische Bedeutung zukommt. Sie ist lediglich eine laufende Entwicklungs-Nummer der Fabriken. An der ersten Stelle haben die verschiedenen Buchstaben folgende Bedeutung:

A = 4 V;
B = 0,18 A, i;
C = 0,2 A i;
D = 1,2 (oder 1,4) V, Batterie;
E = 6,3 V, i;
K = 2,0 V, Batterie;
U = 0,1 A, i;
V = 0,05 A, i.

Hierbei stehen Strom- und Spannungswerte, je nachdem die Röhren für Heizfaden-Serienschaltung auf gleichen Strom oder für Heizfaden-Parallelschaltung auf gleiche Spannung abgeglichen sind. Die Bemerkungen nach den Strom- oder Spannungsangaben beziehen sich auf die Heizart und die Stromquellen. i bedeutet hierbei indirekt geheizte Röhren. Die Röhren der E-Serie, deren laufende Nummer zweistellig ist und mit einer 1 beginnt, sind grösstenteils auf 6,3 V/0,2 A, i abgeglichen, d. h. sowohl für Parallelals auch für Serienschaltung geeignet.

Die weiteren Buchstaben haben folgende Bedeutung:

A = Diode;
B = Duodiode;
C = Triode;
D = Endtriode;
E = Tetrode;
F = Pentode;
H = Hexode;
K = Oktode;
L = Endpentode;
M = Magisches Auge;
Y = Einweggleichrichter;
Z = Zweiweggleichrichter.

Hierzu müssen wir noch bemerken, dass Endtrioden und Endpentoden ihrem Aufbau nach Trioden bzw. Pentoden sind, die so berechnet wurden, dass sie als Leistungsröhren in der Ausgangsstufe des Apparates Verwendung finden. Aus diesem Grunde haben sie einen besonderen Buchstaben. Zwischen Dioden und Gleichrichterröhren wird bei prinzipiell gleichem Aufbau unterschieden, weil die ersten zur Empfangsgleichrichtung benutzt, fast keine Leistung abgeben, die zweiten aber als Gleichrichter für die Anodenspannung die gesamte Leistung für das Gerät vertragen müssen. Wenn dem ersten Buchstaben zwei weitere folgen, bedeutet das, dass es sich um eine Mehrfachröhre handelt. In unserem Beispiel: ECH 11 handelt es sich also um eine Triode-Hexode mit 6,3 V indirekter Heizung.

Zahlenröhren.

Die Bezeichnungen der alten Telefunken-Zahlenserie lassen nicht soviel erkennen. Sie lauten z. B. RENS 1823 oder RE 134. Wenn bei der vierstelligen Zahl die beiden ersten Ziffern 18 sind, so hat die Röhre indirekte Heizung mit 0,18 A Heizstrom. Eine 4 am Ende einer Zahl, die nicht mit einer 18 beginnt, bedeutet 4 V — oder mindestens ca. 4 V — Heizspannung. Aus den Buchstaben ist eindeutig nur zu ersehen, ob die Röhre ein Schirmgitter besitzt oder nicht. Das Schirmgitter wird durch ein S an letzter Stelle bezeichnet. RENS 1823 hat also ein Schirmgitter (Tetrode oder Pentode) und 0,18 A Heizstrom, wogegen die RE 134 eine Heizspannung von 4 V benötigt und kein Schirmgitter besitzt. Die Buchstaben RGN bezeichnen Gleichrichterröhren.

Ältere Philipps-Zahlenröhren verraten nur die Heizspannung. Dreistellige Zahlen mit einer 4 beginnend, zeigen 4 V Heizspannung an. Eine 20 am Anfang einer vierstelligen Zahl bedeutet 0,2 A Heizstrom.

Kommerzielle Röhren.

In den Bezeichnungen eines grossen Teiles der deutschen kommerziellen Röhren, z. B. RV 12 P 2000, bedeutet der überall gleiche, erste Buchstabe R, dass es sich um eine Röhre handelt. Als zweiter Buchstabe bezeichnet G einen Gleichrichter (Diode oder Netzgleichrichter), L eine Leistungsröhre und V eine Verstärkerröhre. Die dann folgende Zahl gibt die Heizspannung in Volt, wobei manchmal auf ganze Volt abgerundet ist. Der nächste Buchstabe bedeutet: D = Diode, H = Hexode, P = Pentode und T = Triode. Die letzte Zahl gibt bei Leistungsröhren die maximale Anodenverlustleistung, bei Verstärkerröhren den reziproken Durchgriff. Allerdings ist beides nicht konsequent durchgeführt, denn sie ist bei manchen Typen auch eine reine, laufende Nummer. Dementsprechend wäre RV 12 P 2000 eine Verstärkerpentode mit 12 V (genau 12,6 V) Heizspannung und einer maximalen Verstärkungszahl von 2000. Die entsprechende Röhre mit einer Regelcharakteristik wird in einigen Fällen durch Änderung der letzten Ziffer, z. B. von 2000 auf 2001 gekennzeichnet.

Amerikanische Bezeichnung.

Die anfänglichen amerikanischen Röhrenbezeichnungen waren reine, laufende Nummern und liessen keinerlei Rückschluss auf die Röhreneigenschaften zu. Späterhin wurde ein Code aus zwei Zahlen, die durch ein oder zwei Buchstaben getrennt sind, vereinbart. Die erste Zahl gibt die der Heizspannung am nächsten liegende ganzzahlige Spannung. Die andere Zahl entspricht der Anzahl der Elemente, die einen eigenen Sockelanschluss besitzen, also auch die Abschirmung; allerdings zählt der Heizfaden nur einfach. Durch verschiedene, nachträgliche Ergänzungen und Änderungen von Röhren hat sich eine gewisse Anzahl von Ausnahmen als notwendig erwiesen, sodass die angegebene Zählweise nicht immer eingehalten ist. Bei den Buchstaben werden die ersten Buchstaben des Alphabets für Verstärker, Mischröhren etc., die allerletzten für Gleichrichter benutzt. Doppelbuchstaben wurden zur Typenunterscheidung eingeführt, weil die einfachen nicht mehr ausreichten. Falls dieser beschriebenen Bezeichnung weitere Buchstaben folgen, haben diese verschiedene und nicht ganz einheitliche Bedeutungen, wobei man folgendes allgemein feststellen kann: G = Glaskolben mit Oktalsockel, MG = die gleiche Röhre mit metallischem Abschirmkolben, MS oder S = die Röhre ist metallgespritzt X = keramischer Sockel. Falls vor der eigentlichen typischen Bezeichnung Buchstaben stehen, sind sie interne Kennzeichnungen der Herstellerfirma. Allgemein sollte man sich nicht zu sehr auf die Bezeichnungen amerikanischer Röhren verlassen, denn die Zahl der Ausnahmen und Abweichungen ist beträchtlich.

Der Sockel.

Wie die Röhren haben auch die Sockel eine vielfältige Entwicklung durchgemacht. Der Stiftsockel ist am ältesten. Stärke und Anzahl der Stifte wurden wiederholt geändert. Anode, Gitter oder Schirmgitter wurden bei manchen Röhren an eine Metallkappe oder einen Schraubanschluss am oberen Ende der Röhre geführt. Man findet auch ältere Röhren mit seitlich am Sockel angebrachten Schraubanschlüssen. Der Aussenkontaktsockel, der in einer Topffassung steht, war der erste Versuch, bei den Röhren Einbauhöhe einzusparen. Er ist heute in Europa weit verbreitet, nicht jedoch in Amerika. Dort haben die modernen Röhren allgemein den Oktalsockel mit 8 kurzen Steckern und Führungsstift. Falls von den 8 Steckern nicht alle benutzt sind, werden die unbenutzten bei einem Teil der Röhren weggelassen, so dass hierdurch Röhren derselben Anordnung aber mit weniger Stiften entstehen. Manche Röhren haben ausserdem noch einen Kappenanschluss.

Dem amerikanischen Oktalsockel ähnelt der europäische Stahlröhrensockel stark, nur hat dieser, wie die Röhren selbst, einen grösseren Durchmesser. Bei Stahlröhren befinden sich grundsätzlich alle Anschlüsse am Fuss. Glasröhren mit diesem Sockel haben zum Teil eine zusätzliche Anschlusskappe. Eine Weiterentwicklung dieses Sockels ist der Sockel der modernen Pressglas-Serie. Auch er besitzt einen Führungsstift, der hier gleichzeitig die Röhre festhält, während die dünnen Anschlusstifte nur den elektrischen Kontakt herstellen. Dies ist ein Gegensatz zum Oktal- und Stahlröhrensockel, bei denen der Führungsstift ausschliesslich der Führung dient und die Halterung von den Kontaktstiften übernommen wird. Einige Pressglasröhren-Sockel — die der Schlüsselröhren — haben einen Führungsstift, mit dem die Röhre durch eine Drehung in der Fassung verriegelt wird. Bei diesen muss man darauf achten, dass man sie beim Herausnehmen nicht mit Gewalt aus der Fassung zieht, da diese hierbei zerstört wird.

Ausser den erwähnten Sockeln gibt es, besonders bei kommerziellen und Spezialröhren, noch viele andere Ausführungen. Moderne Röhren für UKW - Zwecke werden oft ganz ohne Sockel hergestellt, damit sie direkt in die Schaltung eingelötet werden können. Hierdurch werden die in einem Sockel unvermeidlichen Kapazitäten zwischen den einzelnen Anschlüssen auf ein Mindestmass herabgesetzt. Zur Verminderung der kapazitiven Kopplung zwischen den einzelnen Elementen ist bei dem Stahlröhrensockel die Möglichkeit zur Einführung einer metallischen Abschirmung zwischen den beiden Stiftgruppen vorgesehen. Figur 76 zeigt einige Beispiele der besprochenen Sockeltypen.

VIII. RUNDFUNK

DIE LICHTGESCHWINDIGKEIT UND DIE WELLENLÄNGE · DIE EMPFANGSANLAGE · DIE MODULATION · AMPLITUDEN-MODULATION · FREQUENZ-MODULATION · AUSBREITUNG DER WELLEN · FADING · DRAHTFUNK.

Wir hatten gesehen, dass ein Wechselstrom von einem wechselnden Magnetfeld begleitet wird. Dieses Magnetfeld ruft nun seinerseits ein ebenso wechselndes elektrisches Feld hervor; denn die induzierte Spannung in einem Draht ist nur eine Erscheinungsform des elektrischen Feldes, das im Raum ohne Leiter als Feld bestehen bleibt. Dies Wechselspiel zwischen der Erzeugung von einem magnetischen und einem elektrischen Feld wiederholt sich dauernd, da jedes Feld immer wieder das andere bewirkt. Hierbei breiten sich beide wellenartig über den ganzen Raum aus. Diese elektromagnetischen Wellen stellen unsere Rundfunkwellen dar. Sie entstehen durch die dauernde Ausstrahlung elektromagnetischer Wellen von der Sendeantenne, in der ein Hochfrequenz-Wechselstrom aufrechterhalten wird. Aber die Rundfunkwellen sind nicht die einzigen elektromagnetischen Wellen. Wärmestrahlen, Licht- und Röntgenstrahlen sind Wellen ganz gleicher Natur, nur unterschiedlicher Frequenz. Dies ist auch der Grund, warum sich die höchsten Frequenzen im Ultrakurzwellengebiet, die dem Licht näher kommen, ähnlich wie Lichtwellen verhalten. Man nennt sie daher quasioptische Wellen. Sie lassen sich spiegeln und bündeln, ähnlich wie Lichtstrahlen und mit ähnlichen Methoden.

Die Lichtgeschwindigkeit und die Wellenlänge.

Die Rundfunkwellen, die sich von der Sendeantenne über den ganzen Raum ausbreiten, besitzen eine messbare Ausbreitungsgeschwindigkeit. Diese heisst, da sie bei allen elektromagnetischen Wellen gleich ist, die Lichtgeschwindigkeit (c). Sie beträgt, wie Versuche ergeben haben, 300 000 km/s. Eine Schwingung ist also nach einer Sekunde 300 000 km weit von der Sendeantenne entfernt. Den Zwischenraum zwischen ihr und der Sendeantenne füllen alle anderen in dieser Sekunde entstandenen Wellen aus. Ihre Anzahl richtet sich nach der Frequenz. Bei einer Sendefrequenz von 1 MHz verbinden also 1 Million Schwingungen die Sendeantenne mit einem 300 000 km entfernt gedachten Punkt. Die Länge einer einzelnen Welle lässt sich also ausrechnen und wird allgemein mit λ (griechischer Buchstabe, sprich Lambda) bezeichnet. Sie ist:

$$\lambda = c : f = 300\,000 : f\,[\text{km}] \qquad 79)$$

Bei einer Frequenz von 1 MHz ergibt sich: $\lambda = 300\,000 : 1\,000\,000 = 0{,}3$ km = 300 m.

Wir können nun die Thomson'sche Resonanzformel auf Wellenlänge umrechnen. Es wird aus:

$$\lambda = \frac{c}{f} \qquad 80)$$

$$f = \frac{c}{\lambda} \qquad 81)$$

Dies wird in die Thomson'sche Formel eingesetzt:

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \qquad 82)$$

Daraus entsteht für die Wellenlänge:

$$\lambda = c \cdot 2\pi \sqrt{L \cdot C} \qquad 83)$$

Sie ergibt sich in Metern, wenn man L in µH und C in pF einsetzt:

$$\lambda_{[m]} = 1{,}88 \sqrt{L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]}} \qquad 84)$$

Es lässt sich nach der Formel 79) zu jeder Frequenz die Wellenlänge und zu jeder Wellenlänge die Frequenz bestimmen. Um diese so häufig wiederkehrende Rechenarbeit zu ersparen, wurden in verschiedenen Lieferungen des Empfänger-Vademecums Umrechnungstabellen veröffentlicht.

Die Empfangsanlage.

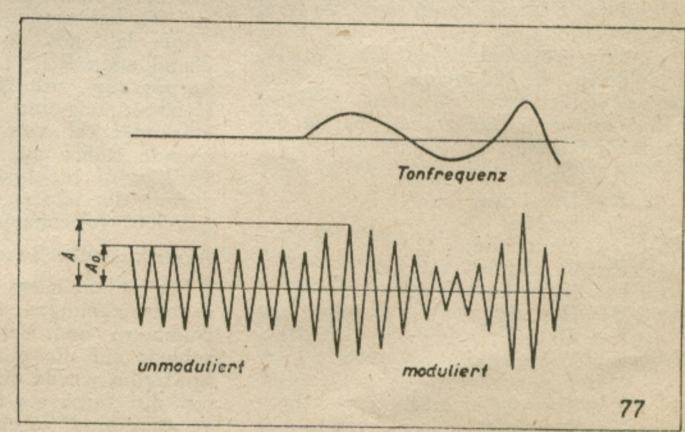
In dem elektromagnetischen Wellenfeld befindet sich die Empfangsantenne. In ihr wird also, wie in jedem Leiter, der sich in einem elektromagnetischen Feld befindet, eine Wechselspannung von der Frequenz des Feldes induziert. Da es aber nicht nur e i n e n Rundfunksender gibt, sondern viele, wirken gleichzeitig verschiedene elektrische Felder auf die Antenne. Es werden also in ihr viele verschiedene Spannungen induziert, deren Frequenzen den Sendefrequenzen entsprechen und deren Amplituden von der Sendeleistung, dem Abstand des Senders und den Übertragungsbedingungen abhängen. Dass sich all diese Frequenzen nicht stören, ist die Folge des Superpositionsprinzips. Es besagt: Wechselspannungen und Wechselströme verschiedener Frequenzen verhalten sich in derart einfachen Fällen so, als ob sie einzeln vorhanden wären.

Die Modulation.

Im Sender wird die Hochfrequenz (HF) mit der Tonfrequenzspannung, das ist die Spannung, die den zu übertragenden Tönen entspricht, moduliert. Dadurch ist dann auch das elektromagnetische Feld und die Empfangsspannung moduliert. Man nennt eine Grösse dann moduliert, wenn sie sich in bestimmter und vorgegebener Weise ändert. Bei den Rundfunkwellen kann man zwei Parameter, entweder die Amplitude oder die Frequenz, ändern. Man erhält dementsprechend entweder Amplituden- oder Frequenz-Modulation. Lange Zeit wurde für Rundfunkübertragungen nur Amplitudenmodulation verwandt. Ihr gegenüber hat die Frequenzmodulation eine beträchtliche Anzahl Vorteile, sodass sie sich vor allem in den USA immer mehr durchsetzt.

Amplituden-Modulation.

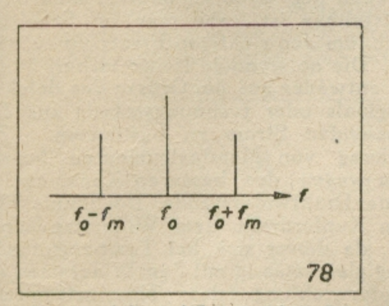
Abb. 77 zeigt einen amplitudenmodulierten Wellenzug. Die Frequenz der Modulationsspannung bestimmt die Schnelligkeit der Amplitudenschwankung und die Amplitude der Niederfrequenz (NF) die Tiefe der Modulation, den Modulationsgrad. Unter der Annahme, dass HF und NF sinusförmige Schwingungen sind, kann man die Amplituden-Modulation verhältnismässig einfach durchrechnen und erhält das folgende Ergebnis: Die Modulation mit einer bestimmten Frequenz wirkt so, als ob ausser der Trägerfrequenz — Frequenz des unmodulierten Senders — noch zwei weitere Frequenzen ausgesandt würden, die nach Abb. 78 um die Modulationsfrequenz neben der Trägerfrequenz liegen. Die Amplitude dieser beiden Seitenfrequenzen ist gleich gross und wird vom Modulationsgrad bestimmt. Bei den



77. Amplitudenmodulation der Trägerfrequenz (A_0) mit einer Tonfrequenz. Das Verhältnis (A-A_0): A_0 ist der Modulationsgrad.

üblichen Sendungen wird aber nicht nur ein Ton übertragen, sondern eine Vielzahl, zu der noch die verschiedenen Harmonischen der Grundtöne kommen. Der Sender strahlt dann nicht mehr eine einzelne Hochfrequenz, sondern ein ganzes HF-Band ab, das durch die Trägerfrequenz, vermehrt um die höchste Modulationsfrequenz, und durch die Trägerfrequenz, vermindert um die höchste Modulationsfrequenz, begrenzt wird. Abb. 79 zeigt als Beispiel ein NF-Spektrum und das entsprechende HF-Spektrum.

Die Amplitude der einzelnen Seitenfrequenzen entspricht der Amplitude der entsprechenden Modulationsfrequenz. Um Verfälschungen des Tonbildes zu verhindern, muss das gesamte HF-Band eines Senders im Empfänger gleichmässig verstärkt werden. Aus der Abb. 79 geht



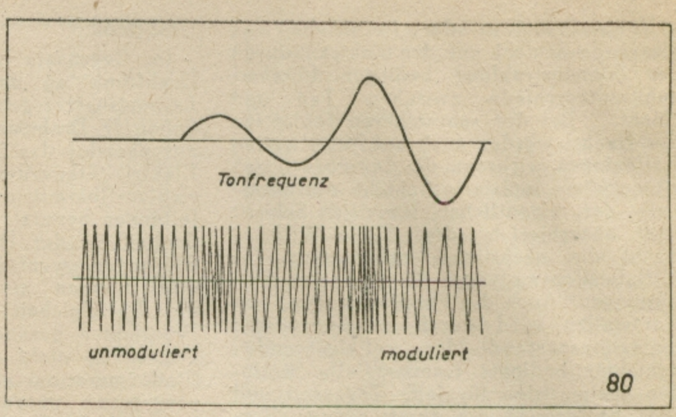
78. Eine modulierte HF lässt sich in Trägerfrequenz und zwei Seitenfrequenzen zerlegen, die um die Modulationsfrequenz f_m oberhalb und unterhalb der Trägerfrequenz f_o liegen.

hervor, dass die Breite des benötigten HF-Kanals gleich der doppelten maximalen Modulationsfrequenz ist; ebenso breit ist der HF-Bereich, den der Empfänger einwandfrei verstärken muss. Damit im Empfänger nicht Teile der Seitenbänder eines frequenzmässig benachbarten Senders mitverstärkt werden, müssen die Trägerfrequenzen einen Mindestabstand von der Breite zweier Seitenbänder haben. Um in dem üblichen Rundfunkband, 500—1500 kHz, eine ausreichende Senderzahl unterbringen zu können, wurde der Senderabstand auf 9 kHz festgelegt. Die höchste noch zu übertragende Tonfrequenz ist also 4500 Hz. Deshalb werden Musikdarbietungen oberhalb dieser Frequenz geschwächt.

Frequenz-Modulation.

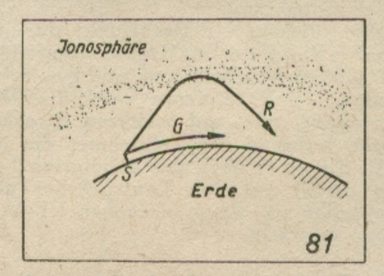
Abb. 80 zeigt, dass bei Frequenz-Modulation (FM) die Amplitude dauernd konstant bleibt; die NF ändert die Frequenz des Trägers. Hierbei ist die Schnelligkeit der Änderung von der Frequenz und der Betrag der Änderung von der Amplitude der Tonfrequenz abhängig. Das Frequenzband beträgt für einen FM-Sender etwa 150 kHz, also mehr als das 15-fache des Bandes bei Amplituden-Modulation (AM). Daher kann die FM

80. Bei der Frequenz-Modulation wird die Frequenz des Trägers verändert. Der Frequenzhub wird von der NF-Amplitude bestimmt.



im Mittelwellenbereich nicht angewandt werden. Dieser Bereich, der bei AM mehr als 100 Sender aufnehmen kann, würde bei FM nur noch für 7 Sender Platz bieten. Dies ist im Ultrakurzwellenband (UKW-Band) zwischen 30 und 100 MHz grundsätzlich anders, da seine Breite 70 MHz beträgt. Das UKW-Band kann daher etwa 500 frequenzmodulierte Sender aufnehmen.

Der grösste Vorteil der FM ist ihre Stör-Unempfindlichkeit. Da die Modulation die Amplitude und umgekehrt die Amplitude die Modulation nicht beeinflusst, können im Empfänger alle durch Störungen hervorgerufenen Amplitudenschwankungen weggeschnitten werden. Es hat sich experimentiell erwiesen, dass sämtliche atmosphärischen Störungen und dergleichen fast nur Amplitudenänderungen der Welle, nicht aber Frequenzänderungen ergeben, und deshalb erhält man nach einer Amplituden-Begrenzer-Stufe ungestörte Darbietungen, deren Tonqualität diejenige bei AM

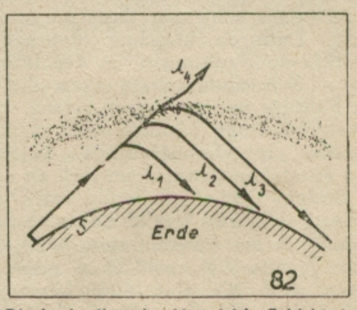


81. Die vom Sender (S) ausgestrahlte Energie gelangt im allgemeinen über zwei Wege, die Bodenwelle (G) und die Raumwelle (R), zum Empfänger.

bei weitem übertrifft. Hinzu kommt, dass man bei FM den übertragenen NF-Bereich meist breiter wählt als bei AM.

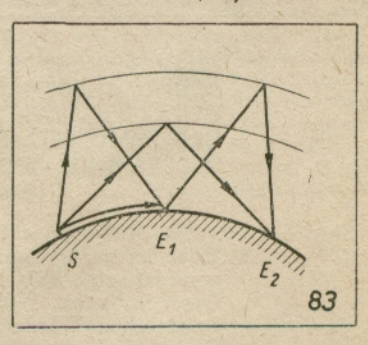
Ausbreitung der Wellen.

Die Empfangsqualität wird stark von den Übertragungsbedingungen zwischen Sender und Empfänger bestimmt. Für die Rundfunkwellen gibt es von der Sendeantenne zur Empfangsantenne im allgemeinen zwei Wege: Der erste verläuft entlang der Erdoberfläche, die auf ihm verlaufenden Wellen heissen Bodenwellen. Der zweite Weg läuft vom Sender annähernd geradlinig bis zu einer atmosphärischen Schicht, die elektromagnetische Wellen reflektiert, und von dort zurück zur Erde. Beide Wege sind in Abbildung 81 skizziert. Die reflektierende Schicht — eigentlich mehrere getrennte Schichten — entsteht dadurch, dass in einer Höhe von 100—400 km ein grosser



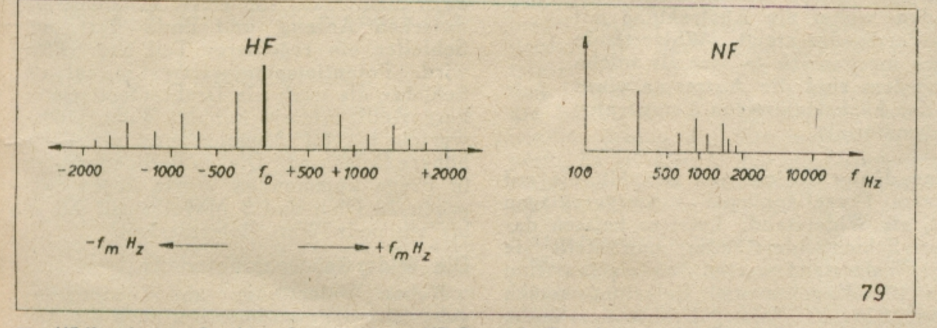
82. Die Ionisation der Heaviside-Schicht steigt mit der Höhe bis zu einem Maximum an, deshalb werden kürzere Wellen erst in grösserer Höhe reflektiert, oder sogar durchgelassen ($\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3 > \lambda_4$).

Teil der Moleküle ionisiert ist. Deshalb heisst diese Schicht auch Ionosphäre oder nach ihrem Erforscher Heaviside*)-Schicht. Bei Kurzwellen wird die Bodenwelle so schnell absorbiert, dass sie für Übertragungszwecke kaum in Frage kommt. Dagegen ist sie bei Lang- und Mittelwellen von grosser Bedeutung. Die Raumwelle dringt um so tiefer in die Heaviside-Schicht ein, je kürzer ihre



83. Interferenzfadings entstehen durch das Eintreffen von Wellenzügen über verschiedene Ausbreitungswege. Am Empfänger E_1 treffen Boden- und Raum-Welle, bei E_2 zwei verschiedene Raumwellen zusammen.

Wellenlänge ist, siehe Abb. 82. Darum werden auf diese Weise mit kurzen Wellen sehr grosse Reichweiten erzielt und mit sehr kurzen Wellen kann die Heaviside-Schicht sogar durchdrungen werden, sodass die Wellen die Erde endgültig verlassen. Hierdurch konnte man in jüngster Zeit Echos vom Monde erhalten. Bei der Langwellenübertragung hingegen ist die Raumwelle fast ohne Bedeutung.



79. HF-Kanal eines Senders, der mit einem NF-Gemisch (Sprache oder Musik) moduliert ist.

Unterschiede in der Ionisation der Heaviside-Schicht mit den Schwankungen der Sonnenstrahlung bedingen Übertragungsunterschiede zwischen Tag und Nacht. Bei der schwächeren Ionisation des Nachts werden auch bei Mittelwellen Reflexionen wirksam, die tagsüber durch eine weitere ionisierte Schicht, die unterhalb der eigentlichen Heaviside-Schicht liegt, absorbiert werden. Diese Wirkung ergibt die nächtliche Verbesserung des Mittelwellenempfanges über grössere Entfernungen. Auch die Fernübertragung von Kurzwellen wird durch den jeweiligen Ionisationszustand der reflektierenden Schichten bedingt. Kommerzielle Stationen suchen sich für jede Tageszeit und jede Entfernung die durch genaue Versuche bestimmte, günstigste Wellenlänge aus. Auch die meisten Rundfunksender im Kurzwellenband senden gleichzeitig über mehrere Frequenzen, damit die Sendung in den verschiedensten Empfangsgebieten, für die sie bestimmt ist, einwandfrei aufgenommen werden kann.

Fading.

Der Zustand der Ionosphäre ändert sich nicht nur langsam mit der Sonnenstrahlung, sondern schwankt dauernd unregelmässig. Dadurch entstehen entsprechende Lautstärkeschwankungen in der Übertragung — Schwunderscheinungen, die man auch Fadings nennt. Ausser diesen reinen Intensitätsfadings können auch noch sogenannte Interferenzfadings auftreten. Diese entstehen dann, wenn sich an einem Ort Boden- und Raumwelle mit etwa gleicher Feldstärke treffen und sich daher, je nach ihrem Phasenunterschied, entweder gegenseitig auslöschen oder verstärken. Abb. 83 zeigt Möglichkeiten für die Entstehung von Interferenzfadings. Der Phasenunterschied am Empfangsort ist den Schwankungen der Heaviside-Schicht unterworfen, weil er durch die Länge der verschiedenen Wege bestimmt wird und weil sich der Weg der Raumwelle mit den Änderungen in der Ionosphäre ändert. Die Frequenzmodulation wird von den Fadings weit weniger gestört, es sei denn, der Empfang wird durch Totalschwund vollkommen unmöglich gemacht.

Drahtfunk.

Im Gegensatz zum Rundfunk ist der Drahtfunk an das Vorhandensein eines Leitungsnetzes gebunden. Für den öffentlichen HF-Drahtfunk dient als Leitung fast ausnahmslos das Telefonnetz. Zwischen Elektrizitätswerken werden für Nachrichten-Übermittlung auch Starkstromleitungen benutzt. Durch die Drahtgebundenheit ist der Drahtfunk von äusseren Störungen weniger abhängig. Ausserdem können an verschiedenen Orten auf der gleichen Frequenz verschiedene Programme gesandt werden, da sie sich gegenseitig nicht stören. Da in einer Stadt immer nur einige wenige Drahtfunkprogramme gesandt werden, kann ein breiterer Tonfrequenzbereich übertragen werden als beim amplitudenmodulierten Rundfunk. Die Drahtfunkfrequenzen liegen aus technischen Gründen ausnahmslos im Langwellenband, denn die Schwierigkeiten einer Kabelübertragung steigen mit steigender Frequenz. Die Bandbreite ist so gross, dass Töne bis zu 10 000 Hz übertragen werden können. Auch eine weitere Steigerung der Bandbreite wäre prinzipiell möglich, bringt jedoch keine weiteren Vorteile.

Zur Trennung der niederfrequenten Telefon-Sprechströme vom hochfrequenten Drahtfunk benutzt man elektrische Weichen. Man unterscheidet Amts- und Teilnehmerweichen. In der Amtsweiche werden NF und HF auf die Leitung gegeben, während die Teilnehmerweiche — vor Telefon und Radioapparat — die HF von der NF trennt. Beides sind Bandpässe für die eine oder andere Frequenz. In Amerika hat sich der Drahtfunk nicht eingeführt, weil mit frequenzmodulierten UKW-Sendern gleich günstige Resultate erzielt werden, ohne dass die Sendungen ortsgebunden sind.

Neben diesem HF-Drahtfunk, der mit normalen Rundfunkempfängern empfangen wird, gibt es NF-Drahtfunk und gemischte Systeme. Bei letzteren wird die HF-Übertragung nur auf weiteren Strecken benutzt, während der Teilnehmer die NF erhält, die er je nach der gelieferten Leistung direkt auf den Lautsprecher gibt oder vorher mit einem einfachen NF-Verstärker verstärkt.

IX. WIDERSTÄNDE

FESTWIDERSTÄNDE · REGELBARE WIDERSTÄNDE · DIE WIDERSTANDSCHARAKTERISTIK · SERIENWIDERSTÄNDE IM HEIZKREIS · DER EISENWASSERSTOFFWIDERSTAND · DER URDOXWIDERSTAND · EISENURDOXWIDERSTÄNDE · MESSWIDERSTÄNDE · BEZEICHNUNG DER WIDERSTÄNDE DURCH DEN FARBENCODE.

In Radioapparaten kommen Widerstände von wenigen Ohm bis zu einigen Megohm vor. Neben dem Widerstandswert ist seine Belastbarkeit für die Anwendung entscheidend. Denn in jedem Widerstand wird die vernichtete elektrische Leistung in Wärme umgewandelt. Diese Wärme muss vom Widerstand abgestrahlt werden, wobei die Abstrahlung mit steigender Oberfläche des Widerstandes steigt. Widerstände für hohe Belastungen sind also mechanisch grösser als solche für kleine Leistungen. Ausserdem sind die Ausmasse eines Widerstandes abhängig von der höchstzulässigen Temperatur des verwendeten Widerstandsmaterials.

Festwiderstände.

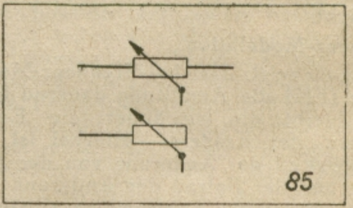
Die Leistungsgrenzen der Festwiderstände in Radioapparaten sind etwa 20 W oder mehr und weniger als 0,1 W. Nach der Herstellungsart der Widerstände unterscheidet man zwei Haupttypen: Die einen sind aus Widerstandsdraht gewickelt, bei den anderen wirkt eine dünne Schicht aus Graphit, die auf einem Porzellankörper niedergeschlagen ist, als Widerstand. Letztere heissen daher Schichtwiderstände; man stellt sie mit Widerstandswerten von einigen Ohm bis 100 Megohm und Belastungswerten von 0,025—10 W her. Drahtwiderstände, bei denen der Widerstandsdraht meist von einem Porzellankörper getragen wird, sind nur im Bereiche unter 10 000 Ohm und bei mittleren oder höheren Leistungen üblich. Sie haben eine höhere Widerstandskonstanz, sowohl bei Temperaturschwankungen als auch während ihrer gesamten Lebensdauer. Bei Schichtwiderständen dagegen kommt es vor, dass sie im Laufe der Zeit ihren Wert ohne deutlich ersichtlichen Grund ändern.

Beim Ersatz eines Widerstandes in einem Empfänger muss man auf jeden Fall darauf achten, dass der Ersatztyp mindestens die gleiche Belastbarkeit besitzt wie das Original. Ausserdem sollte stets festgestellt werden, weshalb der Widerstand zerstört wurde. Verbrannte oder dunkelbraun angelaufene Widerstände sind meist nur die Folge eines anderen Fehlers.

Wenn der Widerstandswert nicht mehr feststellbar ist, sehe man im Schaltbild nach, um den richtigen Ersatztyp zu wählen. Die notwendige Belastbarkeit ist dabei entweder aus der Grösse des defekten Originals oder rechnungsmässig aus dem fliessenden Strom zu bestimmen. Zur Eichung von Messinstrumenten benutzt man wegen der besseren Konstanz fast immer Drahtwiderstände. Bei Shunts zieht man Kupferdraht dem Widerstandsdraht vor, da dieser sich bei Temperaturänderung gleichmässig mit dem Widerstand der Kupferwicklung des Messinstrumentes ändert. Anders ist es bei Vorwiderständen, da hier nicht das Widerstandsverhältnis zur Messpule, sondern der Betrag des Widerstandes selbst entscheidend ist und daher durch Verwendung von Widerstandsdraht möglichst konstant gemacht werden soll. In seltenen Fällen findet man allerdings auch ausgesuchte Schicht-Widerstände in Messinstrumenten. In Abb. 84 (siehe Bilderanhang) sind einige der heute üblichen Festwiderstände gezeigt.

Regelbare Widerstände.

Ausser Festwiderständen gibt es Regelwiderstände. Die meisten sind als Drehspannungsteiler — Drehpotentiometer — mit drei Anschlüssen ausgeführt. Bei Drehwiderständen mit niederem Widerstand gibt es allerdings auch solche, die nur als regelbarer Widerstand benutzt werden. Sie besitzen dann nur e i n e Endausführung und den Anschluss am Schleifer.



85 Drehpotentiometer und Drehwiderstand.

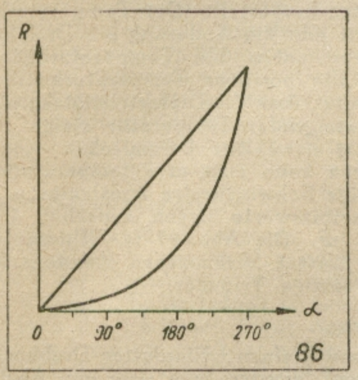
Abb. 85 zeigt beide Fälle symbolisch. Der erste Typ heisst deshalb allgemein Spannungsteiler, weil er in den meisten Fällen dazu dient, dass von einer Spannung, die zwischen Anfang und Ende liegt, am Schleifer ein regelbarer Teil abgegriffen wird. Potentiometer werden sowohl als Schicht- als auch als Drahtpotentiometer hergestellt, letztere nur mit Widerstandswerten bis 0,1 Megohm und meist für höhere Belastung. Die in Radioapparaten in Frage kommenden Werte liegen zwischen 20 Ohm und 5 Megohm mit 0,5 W bis ein paar Watt Belastbarkeit.

Die Widerstandscharakteristik.

Neben Widerstands- und Leistungsangabe ist bei Potentiometern noch die Angabe ihrer Regelkurve zu beachten. Sie

besagt, in welcher Weise der Widerstand mit steigendem Drehwinkel, den man im Uhrzeigersinn zählt, ansteigt. Kennlinien von linearen und logarithmischen Reglern zeigt Abb. 86. Die logarithmischen Potentiometer werden vor allem für Lautstärke-Regler verwandt, da das menschliche Ohr ein logarithmisch empfindendes Organ ist. Das heisst, dass das Ohr eine stufenweise Vervielfachung der Schallintensität nicht als Vervielfachung, sondern als stufenweise additive Lautstärkezunahme empfindet. So wird z. B. eine Verzehnfachung der Intensität bei jeder Grundintensität als gleiche Lautstärkeerhöhung empfunden.

Potentiometer unterliegen der mechanischen Abnutzung. Von den Drahtpotentiometern sind diejenigen dauerhafter, bei denen der Schleifer nicht direkt auf der Drahtwicklung reibt, sondern eine schmale federnde Metallscheibe (die Taumelscheibe) gegen die Windungen drückt und so über diese eine Strom-



86. Linearer und logarithmischer Anstieg des Widerstandes bei gleichem Endwert.

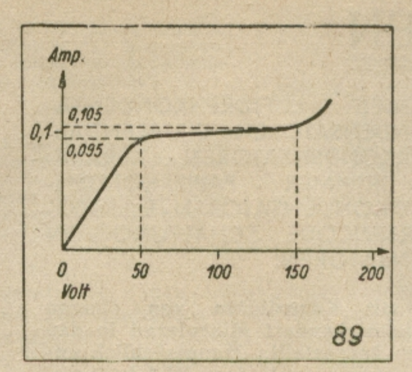
abnahme bewirkt. Allgemein sind gekapselte Typen ungekapselten vorzuziehen. Eine metallische Kapselung dient nicht nur als Staubschutz, sondern auch als Abschirmung. Beim Ersatz von Potentiometern, die eine häufige Quelle von Geräuschen, zeitweiligen und dauernden Empfangsunterbrechungen usw. bilden, ist ausser auf richtigen Widerstand, Leistungswert und Charakteristik auch darauf zu achten, dass ein Schichtpotentiometer durch ein Schichtpotentiometer und ein drahtgewickeltes durch ein ebensolches ersetzt wird. Wenn der Schleifer im Originalpotentiometer von der Drehachse isoliert war, soll auch das Ersatzpotentiometer auf jeden Fall eine isolierte Achse besitzen. Abb. 87 (siehe Bilderanhang) zeigt einige handelsübliche Potentiometer.

Serienwiderstände im Heizkreis.

Als Vorwiderstand in Heizkreisen, bei denen die Röhren in Serie geschaltet sind, wird oft statt eines drahtgewickelten Widerstandes hoher Belastung ein Urdox-, Eisenurdox- oder Eisenwasserstoff-Widerstand verwendet, deren Ausführungsformen Abb. 88 vorführt (siehe Bilderanhang).

Der Eisenwasserstoffwiderstand.

Der Eisenwasserstoffwiderstand hat die Eigenschaft, den Strom konstant zu halten. In seinem Arbeitsbereich bleibt auch bei steigendem Spannungsabfall an ihm der Strom ungeändert, wie es Abb. 89 zeigt. Das entsteht dadurch, dass der Widerstand selbst nicht konstant ist, sondern mit steigender Temperatur bei steigendem Strome sehr stark anwächst. In einem Stromkreis mit einem solchen Eisenwasserstoffwiderstand kann auch bei

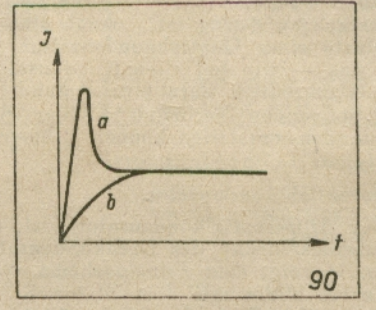


89. Im Regelbereich eines Eisenwasserstoffwiderstandes ändert sich der Strom um ± 5% bei einer Spannungsvariation von 1:3.

äusseren Spannungsschwankungen, solange sie im Bereich seiner Regelung liegen, nie ein zu hoher oder zu niedriger Strom fliessen.

Der Urdoxwiderstand.

Im Gegensatz zum Eisenwasserstoffwiderstand haben Urdoxwiderstände die Eigenschaft, mit ansteigender Temperatur ihren Widerstand stark zu verringern. Daher wird durch sie im Augenblick des Einschaltens nur ein kleiner Strom fliessen, der erst nach einiger Zeit seinen Endwert erreicht; denn dann hat der Urdoxwiderstand nur noch einen geringen Spannungsabfall, der einem Widerstand in der Grössenordnung von 100 Ohm entspricht, während der Kaltwiderstand mehr als das 50-fache betragen kann. Urdoxwiderstände werden daher benutzt, um den Einschaltstromstoss zu begrenzen. Im Einschaltmoment sind die Röhrenheizungen noch kalt und haben, da ihr Widerstand, wie bei allen Metallen, mit der Temperatur steigt, einen bedeutend kleineren Widerstand als im Betrieb. Der ohne Urdoxwiderstand hierdurch bedingte hohe Stromstoss könnte leicht die Skalenlampe zerstören (Abb. 90.)



90. Im Einschaltmoment wird im Heizkreis eines Radioapparates durch den niederen Widerstand der kalten Heizfäden eine Stromspitze (a) entstehen, die durch die Wärmeträgheit des Urdoxwiderstandes ausgeglichen wird (b).

Ein Teil der handelsüblichen Urdoxwiderstände trägt Bezeichnungen wie z. B. U 920. Hier bedeutet U: Urdoxwiderstand. Von der folgenden Zahl spalte man die beiden letzten Ziffern ab, dann ist der vordere Teil der Spannungsabfall im betriebswarmen Zustand, der hintere gibt den Betriebsstrom an, dargestellt durch die beiden hinter dem Komma erscheinenden Zahlen der Stromangabe in Ampère. Es ist also U 920 ein Urdoxwiderstand mit einem Spannungsabfall von 9 V und einem Strom von 0,20 A.

Eisenurdoxwiderstände.

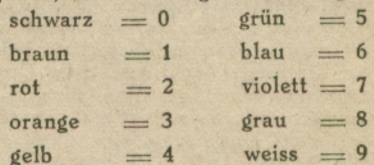
Eisenurdoxwiderstände (EU) sind Kombinationen aus Eisenwasserstoffwiderständen und Urdoxwiderständen. Hierdurch werden die Wirkungen beider vereinigt. Es ist sowohl der Einschaltstrom begrenzt, als auch der Betriebsstrom stabilisiert.

Messwiderstände.

Zu Messzwecken sollte man Widerstandswähler besitzen, die man sich selbst herstellen kann. Sie bestehen einfach aus einem Mehrfachschalter und einer Auswahl, wenn möglich nachgemessener, Festwiderstände in den normalen Grössenordnungen. Ausserdem sind Schiebewiderstände, das sind variable Widerstände nach Potentiometerart, bei denen der Schleifer auf einer Schiene hin- und hergeschoben wird, für höhere Belastungen zweckmässig. Man verwendet sie sowohl als Vorwiderstände als auch als Belastungswiderstände.

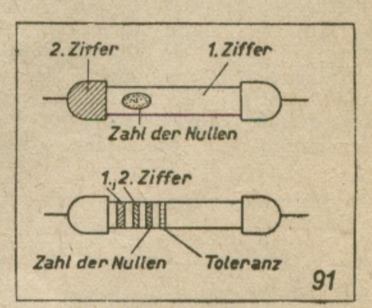
Bezeichnung der Widerstände durch den Farbencode.

Die Werte der Festwiderstände werden in Europa meist auf den Widerstand bzw. ein darüber geschobenes Isolierrohr aufgedruckt. In Amerika bestehen zwei verschiedene Farbencodes, die sich auch bei einigen europäischen Firmen langsam einführen. Die Farben haben bei den Codes folgende, ziffernmässige Bedeutung:



schwarz	= 0	grün	= 5
braun	= 1	blau	= 6
rot	= 2	violett	= 7
orange	= 3	grau	= 8
gelb	= 4	weiss	= 9

In dem einen Code gibt die Farbe des Widerstandskörpers die erste Ziffer, die der einen Endkappe die zweite Ziffer und die eines Punktes auf dem Körper die Anzahl der Nullen, die den beiden ersten Ziffern noch folgen. Falls Ende oder Punkt nicht besonders bezeichnet sind, bedeutet dies, dass ihre Farbe mit der des Körpers zusammenfällt. So hätte ein Widerstand, der vollkommen gelb ist, sowohl als erste wie auch zweite Ziffer eine 4 und dann noch vier Nullen. Sein Wert wäre also 440 000 Ohm. Um hier noch die Fabrikationstoleranz anzugeben, das ist der Betrag, um den die Widerstände schwanken können, wird ein Widerstand manchmal statt mit dem Nennwert mit dem höchsten oder niedrigsten Wert, den er haben darf, bezeichnet. So würde z. B. ein Widerstand von 5000 Ohm mit 5% Toleranz als 4700 oder 5300 Ohm angegeben werden können. Der zweite, neuere Code benutzt drei farbige Ringe an einem Ende des Widerstandes. Von diesem Ende aus betrachtet, gibt der erste die erste Ziffer, der zweite die zweite Ziffer und der dritte die Anzahl der folgenden Nullen. Die Fabrikationstoleranz ist



91. Bezeichnung der Widerstandswerte nach den Farbencodes.

± 20%, falls kein vierter Ring folgt, sie beträgt ± 10 bzw. 5%, wenn ein silberner bzw. goldener Ring als vierter Ring angebracht ist. Hierzu Abb. 91.

X. KONDENSATOREN

DIE DURCHSCHLAGSFESTIGKEIT · LUFTDREHKONDENSATOREN · QUETSCHDREHKONDENSATOREN · DIFFERENTIALKONDENSATOR · GLIMMERKONDENSATOREN . KERAMISCHE KONDENSATOREN · TRIMMER · PAPIERKONDENSATOREN · INDUKTIONSFREIE KONDENSATOREN · ELEKTROLYTKONDENSATOREN · FARBENCODE · SCHALTUNG VON KONDENSATOREN.

Kondensatoren werden mit Kapazitäten von einigen wenigen Picofarad bis zu vielen hundert Mikrofarad in den verschiedensten Ausführungen hergestellt. Hauptsächlich unterscheidet man die Kondensatoren nach dem Dielektrikum. Somit gibt es Luft-, Glimmer-, Keramik-, Papier- und Elektrolytkondensatoren.

Die Durchschlagsfestigkeit.

Ausser durch seine Kapazität wird ein Kondensator durch die Angabe der maximal zulässigen Betriebsspannung gekennzeichnet. Wird diese merklich überschritten, so kann ein Durchschlag erfolgen. Die Ladung gleicht sich aus, und der Kondensator wirkt nicht mehr als Kapazität, sondern als Widerstand. Er erfüllt somit nicht mehr seinen Zweck. Die Durchschlagsfestigkeit ist eine Materialkonstante des Isolierstoffes. Sie hat auf die Grösse der Kapazität jedoch keinen Einfluss. Man bezieht die Durchschlagsfestigkeit auf 1 mm (oder 1 cm) dickes Material. Man sagt z. B. Paraffinöl hat eine Durchschlagsfestigkeit von 13 kV/pro mm, Luft 1 kV/pro mm. Das heisst also, eine Ölschicht von 1 mm hält eine Spannung von 13 000 V aus. Praktisch kann man den Isolierstoff nicht bis zur theoretisch äussersten Grenze beanspruchen. Die Isolierschicht ist daher in der Praxis wesentlich dicker als berechnet.

Luftdrehkondensatoren.

Luftdrehkondensatoren nach Abb. 92 (siehe Bilderanhang) werden in Empfängern als Abstimmkondensatoren benutzt. Der normale maximale Kapazitätswert ist 500 pF. In einigen Geräten kommen auch kleinere Werte vor. Je nach der Schaltung benötigt man Einfach-, Zweifach- oder Dreifach-Drehkondensatoren. Um den Kapazitätsverlauf der einzelnen Abteilungen eines Mehrfachdrehkondensators gleichmässig zu erhalten, sind die äussersten Rotorplatten oft gefiedert. Ein leichtes Verbiegen der einzelnen Segmente ergibt die notwendigen Kapazitätskorrekturen. Der Luftdrehkondensator ist allen anderen in der Kapazitätskonstanz überlegen, ausserdem besitzt er die geringsten Verluste, die allerdings noch vom mechanischen Aufbau und den benutzten Materialien abhängen. Durch die Form der Plattenpakete — Rotor und Stator — kann man bestimmte Charakteristiken erzielen. So ergibt ein Drehkondensator mit Halbkreis-Platten einen linearen Kapazitätsanstieg mit dem Drehwinkel. Ausser diesen kapazitätsgeraden Drehkondensatoren gibt es solche, die in Empfängern eine linear mit dem Drehwinkel ansteigende Wellenlängen- oder Frequenzskala ergeben. In modernen Geräten werden meist Kondensatoren verwandt, deren Kapazität logarithmisch mit dem Drehwinkel wächst.

Aus der Thomson'schen Formel folgt, dass die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises bei steigender Kapazität mit der Quadratwurzel aus dieser fällt. Der frequenzgerade Kondensator hat daher eine quadratische Kennlinie. Hieraus lässt sich die Plattenform berechnen. Entsprechendes gilt für den wellenlängengeraden Drehkondensator. Die verschiedenen Plattenschnitte zeigt Abb. 93.

Quetschdrehkondensatoren.

Aus Platzersparnisgründen und für einfachere Geräte verwendet man Drehkondensatoren, die als Dielektrikum Glimmer besitzen. In diesen Quetschdrehkondensatoren (Abb. 94, siehe Bilderanhang) ist Glimmer auch durch Trolitul oder andere synthetische, verlustarme Isolationsmaterialien ersetzt. Die erreichbaren Kapazitäten liegen zwischen 100 und 10 000 pF. Mehrfach-Drehkondensatoren mit festem Dielektrikum werden nicht gebaut, da ein genauer Abgleich nicht möglich und die Konstanz zu gering ist. Auch sind die Verluste eines Quetschkondensators, die wir uns — wie bei allen Kondensatoren — als an einem Parallelwiderstand, der bei steigenden Verlusten kleiner wird, entstanden, vorstellen können, grösser als die eines Luftkondensators.

Differential-Kondensator.

Der Differentialkondensator ist eine Spezialausführung des Drehkondensators. Abb. 95 zeigt sein Prinzipschema. Der Rotor R bildet mit dem Stator S_1 den Kondensator C_1 und mit dem Stator S_2 den Kondensator C_2. Beim Durchdrehen steigt C_1, während C_2 fällt und umgekehrt. Solche Kondensatoren lassen sich als kapazitive Spannungsteiler verwenden, z. B. als Rückkopplungsregler oder hochfrequenzseitiger Lautstärkeregler im Antennenkreis.

Glimmerkondensatoren.

Mit Glimmerisolation werden ausser Quetschkondensatoren auch Rollkondensatoren und Spezialblockkondensatoren (Abb. 96, siehe Bilderanhang) hergestellt. Sie haben Werte von einigen pF bis zu etwa 0,1 µF und werden überall dort eingebaut, wo es auf besonders gute Isolation, geringe Verluste und gute Kapazitätskonstanz ankommt. In allen diesen Eigenschaften ist der Glimmerkondensator dem Papierkondensator überlegen. In Radioapparaten werden sie gern in HF-Kreisen oder auch an anderen Stellen benutzt, wo die Kapazitätsänderungen eines Papierkondensators die Abstimmung stören würden.

Keramische Kondensatoren.

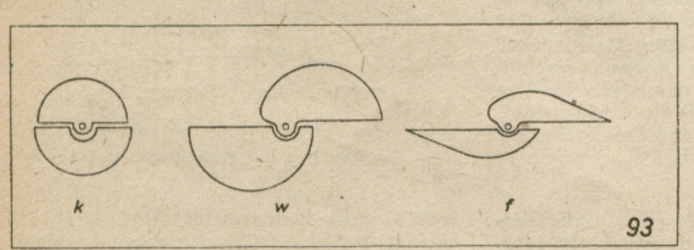
Keramische Kondensatoren werden als feste Abstimmkondensatoren oder als Trimmer in Hochfrequenzkreisen benutzt. Sie sind hierfür durch ihre gute Konstanz und ihre geringen HF-Verluste besonders geeignet. Ausserdem werden verschiedene keramische Massen sowohl mit positiven als auch mit negativen Temperaturkoeffizienten der Dielektrizitätskonstanten hergestellt. Der Temperaturkoeffizient gibt die Änderung der Dielektrizitätskonstanten bei Temperaturänderung an. Ein positiver Temperaturkoeffizient bedeutet, dass die Dielektrizitätskonstante mit steigender Temperatur steigt. Mit richtig gewählten keramischen Kondensatoren kann man also temperaturunabhängige Schwingkreise konstruieren. Die Kapazitätswerte liegen zwischen 1 und 1000 pF. Die Abb. 97 (s. Bilderanhang) zeigt ausser keramischen Kondensatoren auch einige Trimmer.

Trimmer.

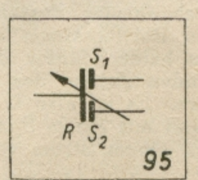
Diese kleinen „Einplatten-Drehkondensatoren" werden zum genauen Abgleich von Hochfrequenzkreisen benötigt. Man strebt, je nach Verwendungszweck, teils möglichst kleine Anfangs-, teils möglichst grosse Endkapazitäten oder auch möglichst grosse Kapazitätsänderungen an. Neben den Trimmern mit Keramikisolation gibt es auch solche mit Luft oder Glimmer als Dielektrikum.

Papierkondensatoren.

Sowohl Roll- als auch Becherkondensatoren werden aus aufgewickelten, mit dünnem, paraffinierten Papier isolierten Metallfolien hergestellt. Die Kapazitäten liegen meist zwischen ca. 100 pF und mehreren µF. Abb. 98 (s. Bilderanhang) zeigt einige Muster. Papierkondensatoren gibt es für verschiedene Betriebsspannungen, die sich nach der Papierstärke richten. Die niedrigste Betriebsspannung, die der Kondensator mit dem dünnsten Papier besitzt, liegt bei 125 V. Ein solcher Kondensator würde dann die Bezeichnung 2 µF 125/375 V tragen, wenn er eine Kapazität von 2 µF hat. Dabei ist 125 V die maximale Betriebsspannung, die für dauernd nicht überschritten werden darf, und 375 V die Prüfspannung, bei der der Kondensator auf Durchschlag geprüft wurde und unterhalb der er bei Stossbelastung nicht durchschlagen wird. In Radioapparaten findet man selten Kondensatoren mit Betriebsspannungen über 750 V. Dem entsprechen Prüfspannungen von 2250 V. In Fernsehempfängern und Kathodenstrahl-Oszillographen werden allerdings auch Hochspannungskondensatoren benötigt. Während die normalen Ausführungen in vergossenen Papprohren oder vergossenen Blechbechern gefertigt werden, gibt es unter der Bezeichnung „tropenfest" solche in verlöteten Rohren und Bechern, deren Anschlüsse mit eingeschmolzenen Glasperlen oder Porzellan isoliert werden. Solche Kondensatoren



93. Plattenschnitte für kapazitäts- (k), wellenlängen- (w) und frequenzgerade (f) Charakteristik eines Drehkondensators.



95. Differentialkondensator.

halten nicht nur höhere Temperaturen und höhere Feuchtigkeit aus, wie es ihr Name bereits andeutet, sondern sind auch in gemässigten Zonen bezüglich ihrer Konstanz besser als Normalausführungen. In Radioapparaten sind fast alle Überbrückungs-, Kopplungs- und Entkopplungs-Kondensatoren Papierkondensatoren, bis auf die Fälle, in denen aus den obengenannten Gründen Glimmerkondensatoren oder bei sehr grossen Kapazitätswerten Elektrolytkondensatoren verwendet werden.

Induktionsfreie Kondensatoren.

Die normalen Rollkondensatoren bestehen aus aufgewickelten Metallbahnen, denen die Spannung jeweils an einem Ende der Bahn zugeführt wird. Deshalb besitzen sie, da der Strom alle Windungen beider Metallstreifen durchfliessen muss, eine gewisse Eigeninduktivität. Diese wirkt vor allem in HF-Kreisen störend. Bei induktionsfreien Rollkondensatoren wird die Spannung den aufgerollten Bahnen auf der ganzen Länge seitlich zugeführt. Dies erreicht man dadurch, dass jede der aufgerollten Metallschichten auf einer Seite verbunden wird. Genau gesagt, sind auch diese Kondensatoren nicht völlig induktionsfrei, sodass man eigentlich korrekter von induktivitätsarmen Kondensatoren sprechen sollte.

Elektrolytkondensatoren.

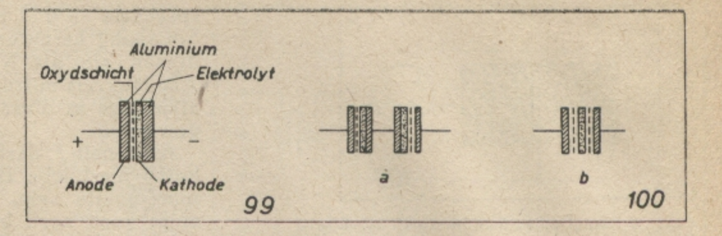
Die Elektrolytkondensatoren — kurz Elkos genannt — lassen sich nach dem Zustand des Elektrolyten in tockene und nasse einteilen. Es ist jedoch zu beachten, dass auch die trockenen Elkos eigentlich feucht sind und unbrauchbar werden, falls sie bei längerem Lagern austrocknen. Das Prinzip ist bei beiden Arten dasselbe. Zwischen den beiden aus Aluminium bestehenden Elektroden befindet sich der Elektrolyt, der bei der sogenannten Formierung auf der positiven Elektrode eine extrem dünne Isolationsschicht bildet. Bei modernen Elkos ist eine Elektrode, und zwar die Anode, meist chemisch geätzt, um die wirksame Oberfläche zu vergrössern. Durch den minimalen Elektrodenabstand — grössenordnungsmässig 100 mμ = 0,0001 mm — erhält man bei ausreichender Spannungsfestigkeit sehr hohe Kapazitäten auf verhältnismässig kleinem Raum. Die Anode des Kondensators wird von der mit der Oxydschicht überzogenen Metallfläche, die Kathode von dem leitenden Elektrolyten gebildet, zu dem die zweite Elektrode als Stromzuführung dient. Diese Wirkung ist in Abb. 99 erläutert. Um die Oxydschicht zu erhalten, muss im Betrieb am Elektrolytkondensator dauernd eine Gleichspannung richtiger Polarität liegen.

Ausser den eben beschriebenen polarisierten Elektrolytkondensatoren gibt es noch unpolarisierte, die bei gleichen Ausmassen die halbe Kapazität der polarisierten besitzen. Ihre Entstehung aus der Serienschaltung von zwei polarisierten Elektrolytkondensatoren wird in Abb. 100 deutlich. Je nachdem wie die Polung der angelegten Spannung ist, wird die eine oder andere Isolationsschicht als Dielektrikum wirksam. Man hat also beide Elektroden mit einer Oxydschicht überzogen. Da hierdurch der Elektrodenabstand verdoppelt erscheint, wird ein unpolarisierter Kondensator bei gleicher Grösse nur die Hälfte der Kapazität eines polarisierten besitzen.

Die Kapazitätswerte von Elektrolytkondensatoren liegen zwischen einigen μF und einigen 1000 μF. Ihr Isolationswiderstand ist so gering, dass Querströme bis zu 0,1 mA/μF normal sind. Diese

99. Im Elko ist die negative Elektrode nur Spannungszuführung, da als Kathode der Elektrolyt wirkt.

100. Beim unpolarisierten Elko sind beide Elektroden mit der Oxydschicht überzogen (b); man kann ihn sich aus zwei polarisierten Elkos entstanden denken (a)



Querströme, auch Leckströme genannt, sind zur laufenden Regenerierung der Oxydschicht unbedingt nötig. Dort, wo Elkos verwendet werden, stören diese Ströme nicht. Die Angaben der Betriebs- und Spitzenspannung sind bei Elektrolytkondensatoren andere als bei Papierkondensatoren. Bei einem Kondensator der Angabe 16 μF 450/475 V bedeutet 450 V die normale Betriebsgleichspannung und 475 V die Spannung, die die höchsten Spitzen keinesfalls überschreiten dürfen, um die Oxydschicht nicht zu zerstören.

Der Raumbedarf eines Elektrolytkondensators steigt bei gleicher Kapazität mit der Betriebsspannung. Elektrolytkondensatoren altern sowohl im Betrieb als auch während der Lagerung. Hierbei sinkt die Kapazität und steigt der Leckstrom. Dies ist der Grund für die Entwicklung von leicht auswechselbaren Elkos mit Sockel. In Radioapparaten werden Elektrolytkondensatoren vor allem als Anodenspannungs-Glättungskondensatoren und als Kathoden-Kondensatoren benutzt. Einige technische Ausführungsformen zeigt die Abb. 101 (siehe Bilderanhang).

Farbencode.

In Europa werden die Kapazitätswerte meist dem Kondensator aufgedruckt. In Amerika ist ein Farbencode üblich. Die Bedeutung der Farben ist dieselbe wie bei den Widerständen. Die Bezeichnung besteht aus drei Punkten, die von links nach rechts gelesen werden, wenn der Firmenname oder das Firmenzeichen rechts bzw. aufrecht stehen. Der erste Punkt gibt die erste, der zweite Punkt die zweite Ziffer und der dritte Punkt die Anzahl der folgenden Nullen. Manchmal ist die Reihenfolge der Punkte durch einen Pfeil angezeigt. Die Werte sind durchweg in pF gegeben. Die verschiedenen Farben der deutschen keramischen HF-Kondensatoren sind Zeichen für das Material und damit für Verlustfaktor und Temperaturkoeffizienten. Die Unterschiede sind für Radioreparaturzwecke nicht sehr wesentlich. Wenn möglich, bemühe man sich dennoch, Ersatzkondensatoren gleicher Farbe einzubauen.

Schaltung von Kondensatoren.

Bei Verwendung von Kondensatoren — insbesondere Elektrolytkondensatoren — ist es nicht günstig, mehrere hintereinander zu schalten, um hiermit eine höhere Betriebsspannung zu erhalten; es sei denn, dass den Kondensatoren Widerstände parallel gelegt werden, damit jeder Kondensator die gleiche Spannung erhält. Ohne diese Widerstände, die alle den gleichen Wert haben müssen, teilt sich die Gleichspannung nach den eventuell stark verschiedenen Isolationswiderständen der Kondensatoren auf, wodurch einer mehr Spannung bekommen kann, als er verträgt, und dann durchschlagen wird. Daraufhin verteilt sich die volle Spannung auf die restlichen, und so können der Reihe nach alle Kondensatoren zerstört werden.

Kondensatoren sollen nie dicht an wärmenden Röhren oder Transformatoren eingebaut werden. Bei Papierkondensatoren kann das Wachs auslaufen und Elektrolytkondensatoren trocknen hierdurch beschleunigt aus.

XI. INDUKTIVITÄTEN

HF-SPULEN · WIRBELSTRÖME · HF-EISENKERN · SKINEFFEKT · NF-TRANSFORMATOREN · TRANSFORMATOR MIT VORMAGNETISIERUNG · BLECHQUALITÄTEN · ABSCHIRMUNG · NETZTRANSFORMATOREN·

Wenn wir die Ausführungsformen technischer Induktivitäten betrachten, so werden wir sehen, dass hier eine noch grössere Mannigfaltigkeit auftritt als bei den Kondensatoren. Wir werden sie, um eine gewisse Ordnung einzuhalten, nach den Betriebsfrequenzen getrennt behandeln.

HF-Spulen.

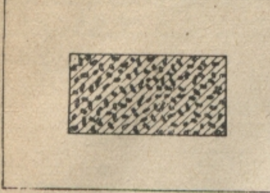
Luftspulen, d. h. einfache Spulen ohne Eisenkern, sind heute fast nur noch für Kurzwellen und Ultrakurzwellen üblich. Im Rundfunkbereich wurden sie durch Spulen mit HF-Eisenkernen weitgehend verdrängt. Wir wissen, dass ein Eisenkern die Induktivität einer Spule erhöht, dass also für eine verlangte Induktivität bei Gegenwart des Kernes eine niedrigere Windungszahl als ohne diesen erforderlich ist.

Wirbelströme.

Normales Transformatorenblech ist für HF aus folgendem Grunde unbrauchbar: Der Eisenkern der Spule liegt in ihrem Magnetfeld, wird also von ihren Kraftlinien geschnitten. Daher wird in ihm, als in einer Leiterschleife, eine EMK induziert. Mit seinem grossen Querschnitt wirkt der Kern wie eine kurzgeschlossene Wicklung. Es fliessen in ihm also Ströme, die man Wirbelströme nennt, und diese verbrauchen Leistung, die von der Spule als Primärwicklung aufgebracht werden muss. Man spricht deshalb von Wirbelstromverlusten, welche bei hohen Frequenzen sehr stark ansteigen. Diese wirken wie ein Belastungswiderstand. Ein solcher dämpft, wie wir wissen, die Resonanz. Bei Verwendung von normalem Eisen sind die Wirbelstromverluste bei HF so gross, dass die Spule unbrauchbar wäre.

HF-Eisenkern.

Das HF-Eisen besteht daher aus feinstem Eisenpulver, dessen Körner in einem isolierenden Material eingebettet sind.



102. Schematischer Schnitt durch HF-Eisen.

Die Korngrösse des Eisenpulvers liegt bei einigen tausendstel Millimeter. Je höher die Betriebs-Frequenz sein soll, desto feiner ist das Pulver, wobei die Permeabilität des Materials sinkt. Abb. 102 zeigt eine schematische, vergrösserte Schnittzeichnung durch Hochfrequenzeisen. In diesem Material können fast keine Wirbelströme und daher höchstens minimale Wibelstromverluste auftreten. Die Verwendung des HF-Eisenkernes verringert Windungszahl und Platzbedarf einer Spule. Letzteres macht die Abschirmung bequemer, denn eine Abschirmung soll nie zu dicht an der Spule liegen, da auch in ihr Wirbelstromverluste auftreten. Die verringerte Windungszahl setzt den Ohmschen Widerstand und die Eigenkapazität der Spule herab. Eine Eigenkapazität entsteht dadurch, dass die einzelnen Windungen und Lagen als isolierte Leiter stückweise wie Kondensatoren wirken.

Als Spulenkörper werden Trolitul oder andere Kunstpresstoffe genommen. Durch die Einführung einer Abgleichschraube aus HF-Eisen, die den Eisenkernquerschnitt variiert, werden die Induktivitäten veränderlich. Die hiermit normalerweise erreichbare Variation beträgt 20% des Gesamtwertes. Solche Abgleichschrauben benutzt man als einzigen Kern auch in Luftspulen.

Skineffekt.

HF-Ströme sind nicht im ganzen Drahtquerschnitt gleichmässig stark. Ihr grösster Teil fliesst in der Oberflächenschicht. Man könnte — und tut dies auch in Sendern — statt eines Volldrahtes ein Rohr verwenden, ohne den Widerstand für HF merklich zu erhöhen. Dieser Hauteffekt (Skineffekt) beruht auf einer Verdrängung des Stromes aus der Mitte heraus durch die bei steigenden Frequenzen stärker wirksame innere Induktivität des Leiters. Er erhöht den Ohm'schen Widerstand eines Drahtes für HF gegenüber dem normalen Gleichstromwiderstand. Deshalb benutzt man für HF-Spulen oft verdrillte Litzen aus vielen dünnen, voneinander isolierten Drähten oder bei Kurzwellen zur Verminderung des Widerstandes der Oberfläche versilberten Kupferdraht. Abb. 103 (siehe Bilderanhang) zeigt verschiedene moderne HF-Spulen, deren Induktivitäten im allgemeinen zwischen 1 μH und 100 mH liegen.

NF-Transformatoren.

NF-Übertrager und Drosseln werden als Eingangs- und Ausgangsübertrager und als Kopplungselemente benötigt. Ihre Kerngrösse hängt von der zu übertragenden Tonfrequenzleistung und ausserdem von dem sie durchfliessenden Gleichstrom ab. Als Eingangsübertrager im NF-Verstärker sollen sie die niedrigen Widerstände von Mikrophon und Tonabnehmer an den hohen Gitterwiderstand anpassen und gleichzeitig die Spannung herauftransformieren. Im Gegensatz dazu passen die Ausgangsübertrager den hohen Innenwiderstand der Röhren an den niederen Schwingspulenwiderstand des Lautsprechers an und transformieren dabei die Spannung herunter. Zwischen den Stufen dienen sie als Kopplungselemente vom Anodenkreis auf den Gitterkreis. Sie sind allerdings in dieser Verwendung seltener geworden.

Allgemein darf die Primärwicklung keine merkliche Belastung für die Spannungsquelle sein, d. h. ihre Reaktanz muss auch noch bei der niedrigsten Frequenz bedeutend über dem inneren Widerstand der Wechselspannungsquelle bzw. dem Verbraucherwiderstand liegen. Aus $R = 2\pi \cdot f \cdot L$ lässt sich hiermit die notwendige Induktivität und, falls die Kerndaten bekannt sind, auch die Windungszahl bestimmen. Diese kann unter Umständen sehr hoch werden. Hierbei entsteht eine neue Schwierigkeit. Man muss bei hohen Windungszahlen mit dem Vorhandensein einer beträchtlichen Windungskapazität rechnen, die mit der Induktivität zusammen einen Resonanzkreis ergibt, dessen Resonanzfrequenz im übertragenen NF-Bereich liegen kann. Da dies sehr störend wirken würde, denn es ergäbe eine nichtlineare Übertragungscharakteristik, ist hierdurch die Windungszahl nach oben begrenzt. Durch besondere, kapazitätsarme Wicklungen kann man die von der Kerngrösse abhängige und normal zwischen 20 und 200 pF liegende Eigenkapazität in gewissem Grade herabsetzen.

Transformator mit Vormagnetisierung.

Bei einem von Gleichstrom durchflossenen Übertrager sinkt die Induktivität, da mit der Vormagnetisierung die Permeabilität des Eisens zurückgeht. Dies kann man sich an der Hysterese-Schleife, Abb. 17, klar machen; ein Wechselstrom, der von Null ausgeht, muss die Magnetisierung stärker ändern, als ein solcher, der einem Gleichstrom überlagert ist, also z. B. weiter rechts im flachen Teil der Schleife liegt. Dementsprechend sind Permeabilität und Wechselstrom-Widerstand der Spule verringert. Bei Schwankungen des vormagnetisierenden Gleichstromes schwankt dann entsprechend die Induktivität. Um diese Änderungen klein zu halten und eine Sättigung des Kernes durch den Gleichstrom zu vermeiden, benutzt man Transformatoren mit Luftspalt. Dadurch geht zwar die Induktivität zurück, gleichzeitig aber wird eine Sättigung des Kernes verhindert, die in Verstärkern Verzerrungen ergeben würde. Auch die Entstehung von Verzerrungen lässt sich an der Hysterese-Schleife erkennen. Die Sekundärspannung eines Transformators wird von dem magnetischen Fluss induziert, der aber bei starker Vormagnetisierung durch einen Gleichstrom nicht mehr linear von der Primärspannung abhängt, da ihre Wirkung in dem gekrümmten Teil der Schleife liegt. Dann ist natürlich die Sekundärspannung kein formgetreues Bild der Primärspannung mehr, woraus sich die genannten Verzerrungen ergeben. Bei Verwendung eines Luftspaltes ist der für die gleiche Induktivität benötigte Kern grösser als ohne Luftspalt. Für Tonfrequenzdrosseln gilt alles Gesagte entsprechend.

Blechqualitäten.

Für NF-Transformatoren gibt es verschiedene Blechsorten, die sich in ihren magnetischen Eigenschaften unterscheiden. Die Eisensorten und die daraus hergestellten Blechschnitte sind in Deutschland genormt. Sämtliche Legierungen enthalten Eisen als Grundsubstanz, dem entweder Nickel (bis zu 40%), Chrom oder Silizium zugesetzt sind. Welche Sorten für einen bestimmten Zweck in Frage kommen, hängt vom Frequenzbereich, von der Leistung und der Vormagnetisierung ab.

Abschirmung.

Ebenso wie HF-Spulen werden auch NF-Transformatoren, besonders bei der Verwendung als Eingangs-Transformator, abgeschirmt. Man verhindert damit sowohl gegenseitige Kopplungen, die ein Schwingen des Verstärkers zur Folge haben könnten, als auch die Aufnahme von Brummspannungen. Zur Abschirmung von HF ist ein gut leitendes Material, wie Kupfer, Aluminium oder Cupal — dies letztere sind Bleche aus aufeinandergewalzten Kupfer und Aluminium — zu empfehlen, wogegen man zur NF-Abschirmung vornehmlich magnetisches Material, also Eisenblech benutzt. Wenn eine besonders gute Abschirmung erforderlich ist, wie beim Mikrophon-Transformator, benutzt man mehrere voneinander isolierte Schichten, bei denen Eisen für die magnetische und Kupfer für die elektrostatische Schirmung abwechseln.

Netztransformatoren.

Der Netztransformator ist nur für die feste Netzfrequenz, also meist für 50 Hz bestimmt. Daher ist seine Berechnung gegenüber dem Tonfrequenztransformator bedeutend einfacher.

Ist ein Netztransformator defekt, so sollte er möglichst durch einen anderen ausgewechselt werden. Ist dies nicht möglich, so lasse man ihn in einer Fabrik oder in einer Spezialwerkstatt neu wickeln. Bietet sich auch hierzu keine Gelegenheit, so versuche man, die Reparatur selbst auszuführen. Mit sehr viel Geduld und Sorgfalt wird es vielleicht gelingen, wenn die folgenden Punkte beachtet werden:

1. Wenn möglich, stelle man von allen Windungen Drahtstärke und Windungszahl fest. Wenn das nicht möglich ist, muss man mindestens die verschiedenen Drahtstärken und die Windungszahl einer Wicklung — am besten der Netzwicklung — ermitteln. Von dieser Wicklung muss ausserdem die Spannung bekannt sein, die bei der Netzwicklung selbstverständlich ist und bei den Heizwicklungen aus der Röhrenbestückung hervorgeht. Den Quotienten aus Windungszahl und Spannung nennt man die Windungen pro Volt. Diese wichtige Konstante lässt sich aus der einen Wicklung, deren Windungszahl man gezählt hat, bestimmen. Es sei z. B. eine Heizwicklung von 70 Windungen mit 6.3 V; das ergibt 11,1 Windungen pro Volt. Das Produkt aus dieser Konstanten und der benötigten Spannung ergibt die Windungszahl für jede Wicklung. Wenn in den Windungen Strom fliesst, entsteht an ihnen ein Spannungsabfall, und darum erhält man so zwar die Leerlauf-, aber nicht direkt die Betriebsspannung. Wenn die Zahl der Windungen pro Volt aus der Netzwicklung bestimmt wurde, wird man die Netzwicklung unverändert wickeln, und zur Kompensation der Spannungsabfälle in den Sekundärwicklungen bei diesen jeweils 5—10% zugeben. Falls die Konstante aus einer Sekundärwicklung stammt, wird man sämtliche Sekundärwicklungen genau nach ihr berechnen und für die Primärwicklung etwa 5% weniger Windungen, als die Rechnung ergibt, benutzen. Diese näherungsweisen Korrekturen reichen für die meisten Fälle aus.

2. Man wickle gleichmässig Draht neben Draht und wickle möglichst fest. Sonst kann es passieren, dass die letzte Wicklung nicht mehr vollständig auf dem Körper Platz findet, weil die Wickelmaschinen fester als die Hand wickeln.
3. Nach jeder zweiten Lage Windungen soll eine Lage Isolation folgen; zwischen den einzelnen Wicklungen, besonders den Hochvoltwicklungen, drei Lagen Isolation. Falls an dem verbrannten Transformator die Originalisolation noch zu erkennen ist, richte man sich nach dieser. Als Isolationsmaterial lässt sich, wenn nichts anderes zur Verfügung steht, das gewachste Papier aus einem aufgewickelten Rollkondensator benutzen.
4. Die Wicklungsenden führe man zweckmässig ebenso heraus, wie es beim Original der Fall war, damit beim Stopfen und Einbauen keine Schwierigkeiten auftreten.
5. Man achte darauf, dass die Isolation breit genug ist, da sonst leicht die äusseren Wicklungen mit denen der vorigen Lage Kurzschluss bekommen und dann die ganze Mühe umsonst war.
6. Vor dem Stopfen mit d. Blechen prüfe man, ob keine Wicklung Unterbrechung hat.
7. Man stopfe den Transformator vorsichtig, damit hierbei keine Wicklung beschädigt wird oder Schlüsse mit dem Kern auftreten.
8. Vor dem Einbau prüft man die Leerlaufspannungen der einzelnen Wicklungen und lässt den Transformator einige Zeit unbelastet an der Netzspannung angeschlossen. Hierbei darf er sich nicht erwärmen. Falls er doch merklich warm wird, hat er sicher Kurzschlusswindungen, d. h. Windungen die durch Isolationsfehler kurz geschlossen sind und daher als Belastung wirken. Der Transformator muss dann noch einmal gewickelt werden. Ausserdem prüfe man, ob keine Wicklung mit dem Körper Kurzschluss hat.

Aber, wie gesagt, das Selbstwickeln von Trafos kann gut gehen, zumal wenn man sehr viel Geduld aufbringt, besser ist es jedoch, eine Spezialwerkstatt oder Fabrik mit der Arbeit zu betrauen. In Abb. 104 (siehe Bilderanhang) zeigen wir einige verschiedene Transformatoren aus Radioapparaten.

XII. STROMVERSORGUNGSTEIL

WECHSELSTROMGERÄTE · DER NETZTRANSFORMATOR · DER GLEICHRICHTER · DER EINWEG-GLEICHRICHTER · DER VOLLWEG-GLEICHRICHTER · GLEICHRICHTERRÖHREN · DIE GRAETZBRÜCKE · GLEICHRICHTERDATEN · DAS FILTER · DIE SIEBUNG · DIE R-C FILTER · DIE NETZSICHERUNG · DER EIN- UND AUSSCHALTER · NORMALES NETZTEIL MIT VOLLWEGGLEICHRICHTER · NETZTEIL MIT SIEBUNG IN DER MINUSLEITUNG · NETZTEIL MIT WIDERSTANDSFILTER UND SPARSCHALTUNG · ALLSTROMGERÄTE · GLEICHRICHTERHEIZUNG · DER HEIZKREIS · DAS FILTER · SPANNUNGSVERDOPPLER · UMSCHALTUNG ZWISCHEN GLEICH- UND WECHSELSPANNUNG · NETZTEIL OHNE UMSCHALTUNG · GLEICHSTROMGERÄTE · BATTERIEGERÄTE · BATTERIE-ALLSTROMGERÄTE · BATTERIE-ALLSTROMNETZTEIL MIT UMSCHALTER · BATTERIE-ALLSTROMNETZTEL MIT RELAIS · AUTOEMPFÄNGER · DER WECHSELRICHTER · ZERHACKER OHNE WIEDER GLEICHRICHTUNG · DIE KURVENFORM · UMFORMER · STABILISIERTE NETZGERÄTE

Je nach den örtlichen Spannungsquellen wird man Geräte an das Lichtnetz, das 110—250 V Wechsel- oder Gleichspannung führen kann, an Akkumulatoren oder an Trockenbatterien anschliessen. Viele Apparate sind für verschiedene Anschlussarten eingerichtet. Je nach dem zu versorgenden Gerät muss das Stromversorgungsteil Gleich- und Wechelspannungen verschiedener Höhe und Leistung abgeben, so im Empfänger vor allem die Anoden-Gleichspannung und die verschiedenen Heizspannungen. Da sich die Stromversorgungsteile zum Anschluss an die verschiedenen Spannungsquellen in wesentlichen Einzelheiten voneinander unterscheiden, werden wir sie getrennt behandeln.

Wechselstromgeräte.

Jedes Netzanschlussteil für Wechselstromnetzanschluss enthält folgende fünf Hauptelemente: Netztransformator, Gleichrichter, Siebanordnungen, R-C-Filter und Einschalter mit Sicherung.

Der Netztransformator.

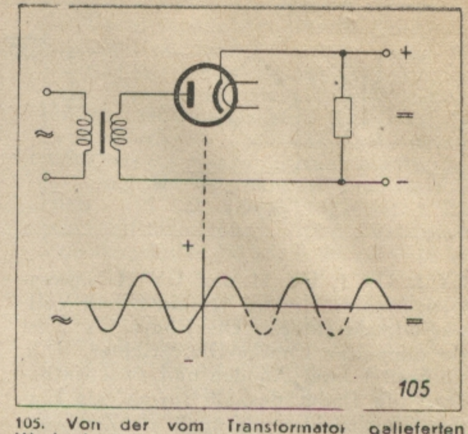
Die Primärwicklung des Netztransformators besitzt meist einige Abgriffe für verschiedene Spannungen zwischen 110 und 250 V. In allen Fällen sind mehrere Sekundärwicklungen vorgesehen, deren eine die hohe Wechselspannung für die Anoden-Gleichspannung liefert; eine zweite erzeugt die Gleichrichter-Heizspannung und eine oder mehrere weitere die Heizspannung für die übrigen Röhren.

Der Gleichrichter.

Als Gleichrichter wird fast immer eine Hochvakuumröhre benutzt. Die Wirkung dieser Röhre beruht bekanntlich darauf, dass der Elektronenstrom zwischen Kathode und Anode nur bei positiver Anode fliessen kann. Die „Anodenwicklung" des Transformators liefert die Wechselspannung an die Gleichrichteranode. Man unterscheidet zwei verschiedene Gleichrichterschaltungen: Einweg-Gleichrichter und Vollweg-(Zweiweg-)Gleichrichter.

Der Einweg-Gleichrichter.

Die Wirkungsweise des Einweg-Gleichrichters zeigt Abb. 105. In ihm wird immer nur die positive Halbwelle des Wechselstromes ausgenutzt. Die punktierten Teile zeigen die abgeschnittenen Halbperioden, während denen kein Strom fliessen kann. Zwar fliesst der Ausgangsstrom immer in derselben Richtung, aber er ist noch stark pulsierend. Die Frequenz der Pulsierungen ist gleich der Netzfrequenz, also meist 50 Hz. In der Schaltung sieht man, wie die Gleichrichteranode an das eine Ende der sekundären Hochvoltwicklung des Netztransformators angeschlossen ist. Zwischen der Kathode und dem anderen Ende dieser Wicklung entsteht die pulsierende Gleichspannung



105. Von der vom Transformator gelieferten Wechselspannung schneidet der Einweg-Gleichrichter die negativen Halbwellen weg, sodass an den Klemmen (+, —) eine pulsierende Gleichspannung liegt.

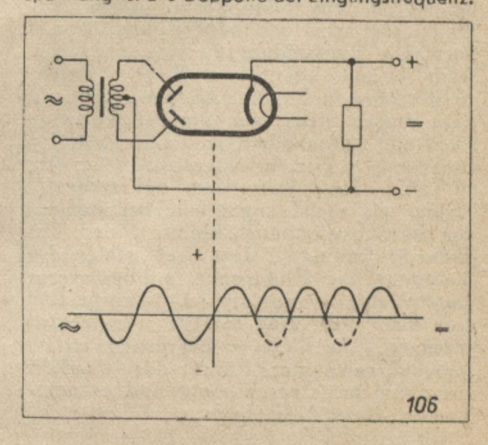
Der Vollweg-Gleichrichter.

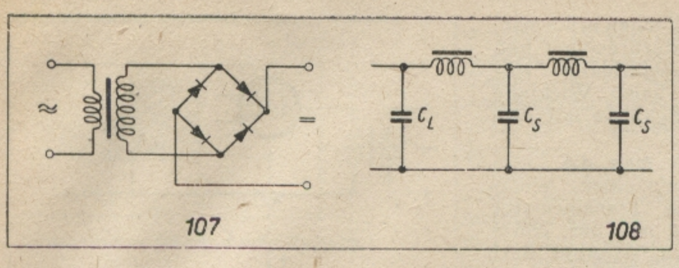
Wie der Vollweg-Gleichrichter arbeitet, erklärt Figur 106. Hier werden beide Halbwellen ausgenutzt; denn je nach der Richtung der betreffenden Halbwelle der Wechselspannung wird die obere oder untere Anode positiv, so dass immer über eine Strecke Strom fliessen kann. Die punktierten Linien zeigen die Halbwellen, deren Richtung umgeklappt wurde. Die Frequenz des pulsierenden Gleichstromes ist hier zweimal so hoch wie die Netzfrequenz, also meist 100 Hz. Bei Vollweg-Gleichrichtern muss die Anodenwicklung lt. Abbildung einen Mittelabgriff haben. Zwischen Mittelabgriff und Gleichrichter-Kathode entsteht die Gleichspannung. Da jeweils nur die Hälfte der Spannung der Anodenwicklung wirksam ist, muss diese für gleiche Ausgangsspannung doppelt soviel Windungen besitzen als eine Wicklung für Einweg-Gleichrichtung. Allerdings fliesst in ihr bei gleicher Leistung nur der halbe Strom, weshalb dünnere Drahtquerschnitte verwendet werden können.

Gleichrichterröhren.

Für beide Schaltungen werden spezielle Röhren hergestellt. So sind die Röhren

106. Im Vollweg-Gleichrichter werden beide Halbwellen ausgenutzt, die "Brummfrequenz" der Gleichspannung ist das Doppelte der Eingangsfrequenz.





107. Graetzbrücken-Vollweggleichrichter.

108. Filterkette zur Siebung der Anodenspannung; C_L = Ladekondensator, C_S = Siebkondensatoren.

CY 1, UY 1, UY 11 und UY 21 Einweg-Gleichrichter, die EZ 11 und EZ 12 Vollweg-Gleichrichter. Die Röhre CY 2 ist ein doppelter Einweg-Gleichrichter, d. h. sie besitzt zwei Anoden und zwei Kathoden. Sie findet deshalb sowohl als Einweg-Gleichrichter als auch als Zweiweg-Gleichrichter Verwendung. Ausserdem lassen sich natürlich alle Vollweg-Gleichrichter als Einweg-Gleichrichter benutzen, wenn die Anoden verbunden werden. Direkt geheizte Gleichrichterröhren benötigen eine eigene Heizwicklung, die von den übrigen Heizungen isoliert ist, da die Kathode der Gleichrichterröhre auf dem positiven Anodenpotential liegt, wogegen die anderen Heizungen etwa Nullpotential haben. Bei indirekt geheizten Gleichrichterröhren muss die Isolation zwischen Heizfaden und Kathode die volle Anodenspannung aushalten können, sofern die Heizwicklung der Gleichrichterröhre mit Masse verbunden ist.

Die Graetzbrücke.

Eine weitere Gleichrichteranordnung zeigt Abb. 107. Dieser Graetzbrücken-Vollweggleichrichter, dessen Ausgangsstrom dem des Zweiweg-Gleichrichters entspricht, benötigt keinen Mittelabgriff an der Hochspannungswicklung, dafür aber vier Gleichrichterstrecken an Stelle der zwei, die bei einem Transformator mit Mittelabgriff benötigt wurden. In Graetzbrücken*) werden üblicherweise Trockengleichrichter benutzt, da für direkt geheizte Gleichrichterröhren hier drei getrennte Heizspannungen nötig wären und diese Wicklungen ausserdem noch untereinander hochspannungsmässig isoliert sein müssten. Die Spitzen der einzelnen Gleichrichter in der Abbildung zeigen die Stromrichtung an. Graetzbrücken werden in Radioapparaten wenig benutzt, aber häufig in Wechselstrom-Messgeräten.

Gleichrichterdaten.

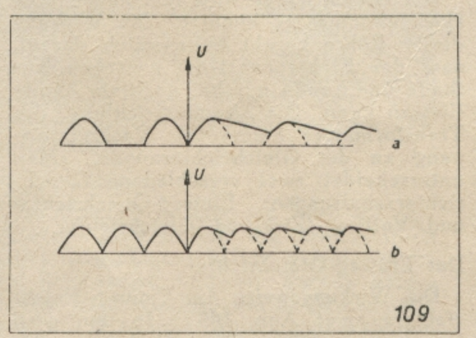
Die Gleichrichterröhren werden von den Herstellern durch einen maximal entnehmbaren Gleichstrom und die maximal zulässige Wechselspannung gekennzeichnet. Dieser zweite Wert gibt die Spannung, die von der Röhre noch gesperrt wird, d. h. bis zu der mit Sicherheit noch eine einwandfreie Gleichrichtung stattfindet. Der absolut maximale Gleichstrom ist durch die Kathodenoberfläche begrenzt. Er wird bei jeder Röhre für den normalen Verwendungszweck angegeben. Also besagt bei einer Zweiweggleichrichterröhre z. B. die Angabe 120 mA, dass dieser Strom aus ihr bei Vollwegschaltung entnehmbar ist. Die zulässige Belastung je Gleichrichterstrecke ist also 60 mA. Dass ausserdem der zulässige Strom, wie meist angegeben, bei steigender Betriebsspannung kleiner wird, ist dadurch bedingt, dass bei steigender Spannung die Elektronen mit grösserer Geschwindigkeit auf die Anode aufprallen und also dort eine höhere Temperatur erzeugen. Um diese zu begrenzen, ist im Arbeitsbereich der Röhre das Produkt aus Transformatorspannung und entnommenem Gleichstrom begrenzt.

Mit Trockengleichrichtern — trocken im Gegensatz zu heute nicht mehr üblichen nassen Elektrolyt-Gleichrichtern — meint man vor allem Selen- und Kupferoxydul-Gleichrichter. Das sind Platten mit den genannten Materialien auf einem Träger aus Eisen bzw. Kupfer, die die Eigenschaft haben, den Strom nur in einer Richtung durchzulassen. Eine einzelne Platte hat eine bestimmte Sperrspannung, die wie bei den Röhren definiert ist. Die Sperrspannung einer Selenplatte z. B. beträgt 18 V. Um höhere Spannungen gleichzurichten, schaltet man mehrere Platten in Serie. Der maximale Querstrom ist eine Funktion der Plattengrösse. Trockengleichrichter benötigen selbstverständlich keine Heizleistung und werden sowohl in Einweg- und in Zweiweg- als auch in Graetzschaltung verwandt.

Das Filter.

Der Zweck des Filters — oder Siebes — ist es, die Schwankungen des vom Gleichrichter gelieferten Stromes zu glätten. Das Anodenspannungssieb besteht, wie in Abb. 108 gezeigt, normalerweise aus einer oder mehreren Drosseln in Serie und zwei oder drei Kondensatoren parallel zur gleichgerichteten Spannung. Der Eingangs-Kondensator heisst Ladekondensator. Wenn er fehlt, spricht man von einem Filter mit Drosseleingang. Fast alle Radioapparate haben Filter mit Kondensatoreingang. Die pulsierende Spannung hat am Ladekondensator die in Abb. 109 gezeigte Form. Er wird durch die Stromimpulse über die Gleichrichterröhre dauernd nachgeladen und in den Spannungslücken teilweise wieder entladen. Transformator und Gleichrichterröhren sind so dimensioniert, dass sie zwei- oder dreimal so hohe Stromspitzen liefern können, als der mittlere Gleichstrom beträgt. Ihre mittlere Belastung entspricht natürlich der entnommenen Leistung. Die Ausgangsspannung des Filters steigt mit steigendem Ladekondensator und kann fast so hoch wie die Spitzenspannung am Gleichrichtereingang werden. Allerdings geben die Röhrenfirmen für jede Gleichrichterröhre einen maximalen Ladekondensator an, da bei steigendem Ladekondensator die Ladestromspitzen ansteigen und bei zu grossen Kondensatoren zur Zerstörung der Röhre führen können.

Die Ausgangsspannung bei Drosseleingang liegt nur etwas über der halben Spitzenwechselspannung. Die benötigte Stromspitzen erreichen hier nur etwa da 1,5-fache des mittleren Stromes. Sie werden gelegentlich in Kräfteverstärkern verwandt.



109. Wirkung des Ladekondensators bei Einweg- (a) und Vollweg- (b) Gleichrichtung.

Die Siebung.

Die Siebung des auf den Ladekondensator folgenden Filters beruht darauf, dass die Drossel einen hohen und der Kondensator einen niederen Wechselstromwiderstand darstellen, wogegen der Gleichspannungsabfall in der Drossel gering ist und der Kondensator für den Gleichstrom eine Unterbrechung ist. Da sich die Spannungen im Verhältnis der Widerstände teilen — und auch hier ist wieder das Superpositionsprinzip gültig — wird die Brummspannung zum grössten Teil an der Drossel abfallen. Am Kondensator, von dem die Gleichspannung abgegriffen wird, liegt nur eine minimale Wechselspannung. Z. B. sind bei einem auf den Ladekondensator folgenden Sieb mit einer Drossel von 10 H und einem Kondensator von 8 μF die Widerstände für 100 Hz (Vollweggleichrichtung):

$$X_L = 2\pi f L = 2\pi \cdot 100 \cdot 10 = 6000\ \Omega \qquad (85)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f\ C} = \frac{10^6}{2\pi \cdot 100 \cdot 8} = 200\ \Omega \qquad (86)$$

Ihr Verhältnis $X_C:X_L = 1:30$ gibt den Siebungsfaktor, d. h. es liegt am Kondensator nur noch 1/30 der Brummspannung vom Filtereingang. Wenn ein zweites Filter mit dem gleichen Siebungsgrad folgt, multipliziert sich ihre Wirkung und am zweiten Kondensator ist also der Brumm bereits auf ca. 1‰ geschwächt. Die Gleichspannungsabfälle der Drosseln dagegen addieren sich. Die Gleichstromwiderstände der Drosseln liegen bei einigen 100 Ohm.

In manchen Radioapparaten sind die Filterdrosseln durch Widerstände ersetzt. Oft dient auch die Feldwicklung des elektrodynamischen Lautsprechers als Drossel. In beiden Fällen ist der Gleichspannungsabfall höher als bei einer Drossel. Um auch bei Verwendung von niederen Widerständen gute Filterwirkung zu erhalten, nimmt man grössere Kondensatoren. Die Benutzung von Widerständen an Stelle von Drosseln hat trotz des erhöhten Spannungsabfalls manche Vorteile. Vor allen Dingen sind sie billiger und verbrauchen weniger Platz. Ausserdem ergeben Widerstände kein so starkes magnetisches Feld wie Drosseln, das durch Induktion Brummspannungen erzeugen könnte. Wenn die Feldwicklung des Lautsprechers als Drossel benutzt wird, spart man eine besondere Drossel und nutzt ausserdem den an ihr unvermeidlichen Spannungsabfall. Benötigt wird eine höhere Anodenspannung, da der Widerstand des Feldes 5—10-mal so gross ist, wie der einer Drossel. Da der Wechselstromwiderstand des Feldes den der Drossel übertrifft, kommt man mit etwas kleineren Kondensatoren (um den Faktor 2—4) aus.

Die R-C-Filter.

Eine zusätzliche Glättung wird meist für die Vorröhren, besonders für die NF-Vorröhre, angewandt. Sie besteht aus einem Widerstands-Kondensator-Filter (R-C-Filter). Die Widerstände liegen zwischen 1 und 100 Kiloohm, die Kondensatoren zwischen 0,2 und 4μF. Hier ergibt sich, genau wie oben, aus dem Verhältnis von Längswiderstand zur Reaktanz des Kondensators ein Siebungsfaktor, um den der Brumm nochmals geschwächt wird.

Gleichstrommässig tritt wieder ein Verlust auf, der dem Spannungsabfall des Nutzstromes am Siebwiderstand entspricht.

Zur Einstellung von Betriebsspannungen, die unter der vom Netzteil gelieferten Gleichspannung liegen müssen, dienen sowohl Spannungsteiler als auch Vorwiderstände. Vorwiderstände wirken meist gleichzeitig als Filterwiderstand; je nach der Schaltung sind Werte bis zu 1 Megohm üblich. Spannungsteiler werden benötigt, wenn die wirksame Spannung unabhängig vom verbrauchten Strom sein soll, wie dies in Schirmgitterschaltungen häufig der Fall ist. Man macht den Spannungsteilerstrom aus diesem Grunde gross gegenüber dem maximalen Verbraucherstrom. Auch hier kann die Betriebsspannung durch einen Kondensator, der am Abgriff des Spannungsteilers liegt, geglättet werden.

Die Netzsicherung.

Fast alle deutschen Geräte besitzen eine Netzsicherung, die im Primärkreis des Transformators liegt. Sie soll verhindern, dass bei Kurzschlüssen im Gerät längere Zeit ein zu hoher Strom fliesst, der Netztrafo, Gleichrichter etc. zerstören würde. Ausserdem verhindert diese Sicherung, dass bei Kurzschluss die Hauptsicherungen in der Lichtleitung durchbrennen. Wenn der Wert der Feinsicherung, der bei Radioapparaten normalerweise zwischen 200 und 2000 mA liegt, nicht bekannt ist, errechnet man ihn folgendermassen:

Aus der aufgenommenen Leistung erhält man durch Division durch die Netzspannung den aufgenommenen Strom in Ampère. Der Schmelzstrom der Sicherung soll dann etwa das zwei- bis dreifache dieses Wertes betragen. Die Leistungsaufnahme eines Gerätes lässt sich aus den Heizleistungen und aus der Anodenleistung berechnen. Hierzu addiert man sämtliche Heizleistungen, die man jeweils aus dem Produkt aus Heizstrom und Heizspannung errechnet. Die Anodenleistung erhält man ebenso durch Multiplikation der Ausgangsspannung des Netzgerätes mit dem gesamten Anodenstrom, wobei man hier für die Gleichrichterverluste usw. 50% hinzuschlägt. Zu der Summe aus diesen beiden Leistungen werden für die Transformatorenverluste usw. weitere 50% addiert.

Dies soll ein Beispiel erläutern: Die Heizleistung eines Empfängers mit den Röhren ECH 11, EBF 11, ECL 11 und AZ 1 und zwei Beleuchtungslampen à 0,3 Ampère ist:

$$N_H = 6{,}3 \cdot 0{,}2 + 6{,}3 \cdot 0{,}2 + 6{,}3 \cdot 1 + 4 \cdot 1{,}1 + 2 \cdot 6{,}3 \cdot 0{,}3 = 17\ \mathrm{W} \qquad 87)$$

Der gesamte Anodenstrom sei 60 mA bei 250 V, das ergibt eine Anodenleistung von 15 W; hierzu 50% ergibt 22,5 W. Aus beiden entsteht die gesamte Leistung von 39,5 W, zu der weitere 50% addiert werden sollten, sodass die Aufnahme unseres Gerätes etwa 60 W beträgt. Aus dieser errechnet sich der aufgenommene Strom bei 220 V zu 0,27 Ampère und bei 110 V zu 0,55 Ampère. Man wird daher im ersten Fall eine 600 mA-Sicherung, im zweiten Fall eine 1,5 Ampèresicherung benutzen.

Ausser Schmelzsicherungen kommen in Radioapparaten auch Thermosicherungen vor. Eine Thermosicherung besteht aus einem Bimetallstreifen, der in den Transformator eingelegt ist und bei übermässiger Erwärmung die Primärleitung auftrennt. Ein Bimetallstreifen ist aus zwei Metallen, die sich bei Erwärmung verschieden ausdehnen, zusammengesetzt. Hierdurch entsteht bei Erwärmung eine Verbiegung desselben, die den Kontakt öffnet.

Der Ein- und Ausschalter.

Dieser Schalter ist in neueren Empfängern entweder mit dem Lautstärkeregler oder mit dem Wellenschalter kombiniert. In manchen Geräten ist er auch als Zug-Druck-Schalter mit irgend einem anderen Regelorgan verbunden.

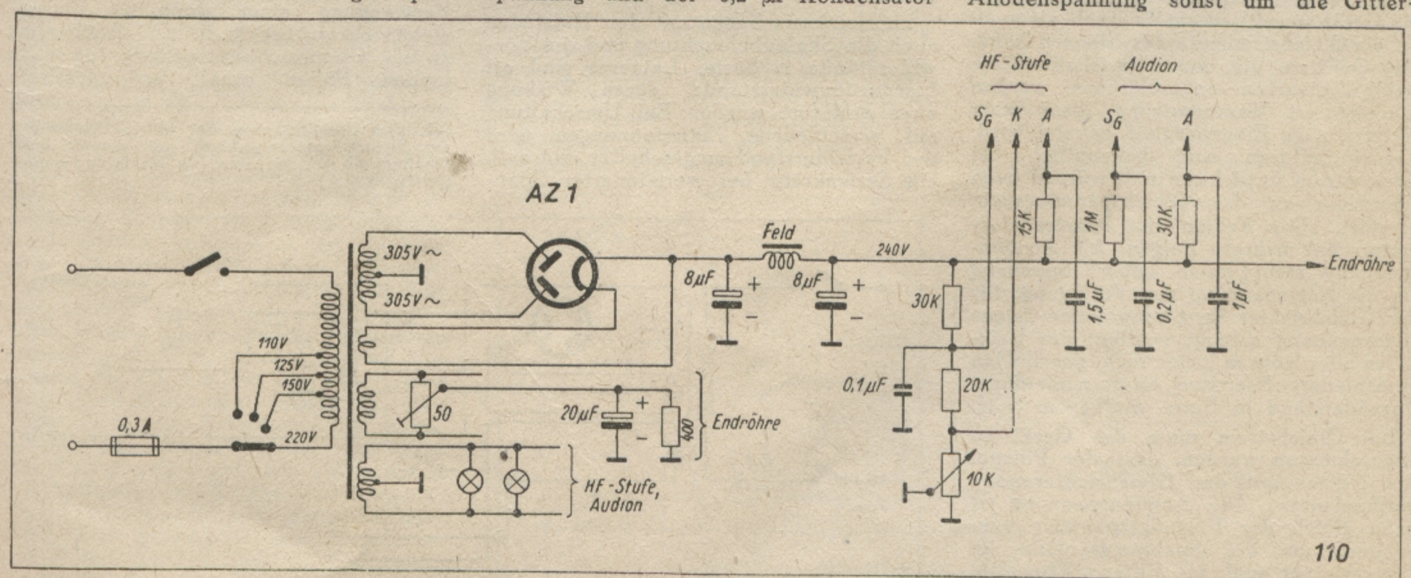
Normales Netzteil mit Vollweggleichrichter.

Abb. 110 zeigt Netzteil und zusätzliche Siebmittel des TEKADE Herzog W 2. (EVa Nr. 22 Seite 1910.) Die Gegentaktwicklung liefert zweimal 305 V Wechselspannung, die über die Vollweggleichrichterröhre AZ 1 gleichgerichtet wird. Bei Wechselstromgeräten finden fast ausschliesslich direkt geheizte Gleichrichterröhren Verwendung. Der positive Pol der Gleichspannung liegt an einem Ende der Gleichrichterheizung und ihr negativer am Mittelabgriff des Transformators Am Ausgang des Hauptsiebes (8 μF, Feldwicklung des Lautsprechers, 8 μF) entstehen 240 V, die der Endröhre direkt zugeführt werden. Für die zweite Empfängerröhre — Audion — werden diese noch einmal gesiebt, im Anodenkreis mit 30 kΩ - 1 μF im Schirmgitterkreis mit 1 MΩ - 0,2 μF. Der 1 Megohmwiderstand dient gleichzeitig als Schirmgitterwiderstand zur Herabsetzung der Spannung und der 0,2 μF-Kondensator als Wechselspannungs-Überbrückung vom Schirmgitter nach Masse, damit am Schirmgitter keine Wechselspannung entsteht. Das Anodensieb ist auf möglichst geringen Spannungsabfall berechnet, da im Anodenkreis noch der Arbeitswiderstand von 0,3 MΩ folgt. Auch die Anodenspannung der Vorröhre ist über ein R-C-Filter (15 kΩ - 1,5 μF) gesiebt. Ihre Schirmgitterspannung wird an einem Spannungsteiler (30 kΩ + 20 kΩ + 10 kΩ) abgegriffen.

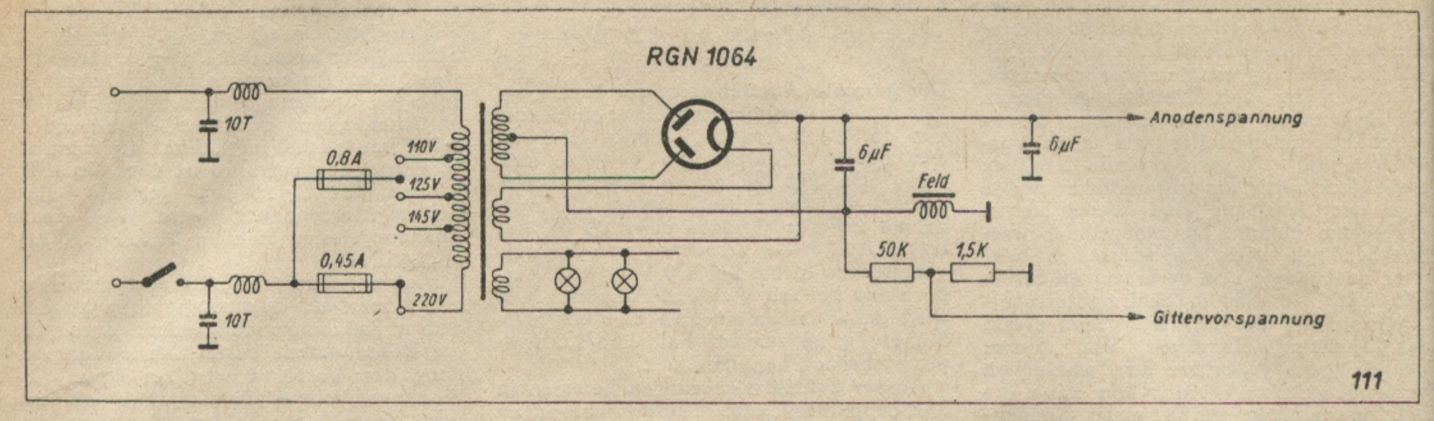
Die notwendigen Gittervorspannungen erhält man als Spannungsabfälle an einzelnen Kathodenwiderständen, durch die die Röhrenströme fliessen. Die Vorspannung der Vorröhre wird an ihrem Kathodenwiderstand (10 kΩ), über den auch der Strom des Schirmgitterspannungsteilers fliesst, geregelt. Da die Vorröhre eine Regelcharakteristik besitzt, erhält man somit eine Lautstärkeregelung. Die Endröhre ist direkt geheizt und hat deshalb eine eigene Heizwicklung. Ihr Kathodenwiderstand liegt am Mittelabgriff des Entbrummers, der durch Symmetrierung der Heizspannung gegen Masse den bei direkter Wechselstromheizung auftretenden Brumm wirkungslos macht. Eine dritte Niederspannungswicklung erzeugt die Spannung für Skalenlampen und für die übrigen Heizfäden. Die Primärwicklung hat vier Anschlüsse und ist mit 0,3 A gesichert. In manchen Geräten ist die Gleichrichterheizung in der Mitte angezapft. Dann bildet dieser Ansshluss den positiven Pol der Gleichspannung, um durch Symmetrierung den Brumm zu verkleinern.

Netzteil mit Siebung in der Minusleitung.

Bei dem zweiten Beispiel Abb. 111, aus dem Schaleco Allfunk 7 MW (EVa. Nr. 18, Seiten 1624/25) sind die R-C-Filter nicht mehr gezeichnet, da sie bei allen Apparaten im Prinzip gleich und nur in der Dimensionierung unterschiedlich sind. Der Primärkreis enthält ein Hochfrequenzsieb und zwei verschiedene Sicherungen für die unterschiedlichen Primärspannungen, da bei den verschiedenen Spannungen die aufgenomenen Ströme verschieden sind. Da hier alle Empfängerröhren indirekt geheizt sind, ist für sie nur eine Heizwicklung vorgesehen. Ausserdem liegt das Feld, das wieder als Siebdrossel wirkt, in der Minusleitung. Es ist mit einem Spannungsteiler überbrückt, an dem eine Gittervorspannung abgegriffen wird. Man spart auf diese Weise etwas Gleichspannung, da die notwendige Anodenspannung sonst um die Gitter-



110. Nach ihrer Funktion gehören auch die Siebmittel der einzelnen Stufen zum Netzteil wie es an diesem Ausschnitt aus dem TEKADE Herzog W 2 gezeichnet wurde.



spannung vermehrt werden muss. In dieser Schaltung ist die Gitterspannung ein Teil des Spannungsabfalls im Sieb.

Netzteil mit Widerstandsfilter und Sparschaltung.

Als drittes Beispiel sei das Netzteil des Philipps 815 A (EVa. Nr. 14, S. 1352/53) in Abb. 112 gezeigt. Hier dient ein 1,5 kΩ-Widerstand als Längsglied im Filter. Um den Spannungsverlust an ihm klein zu halten und der Endröhre eine möglichst hohe Anodenspannung zuzuführen, wird diese vor dem Sieb am Ladekondensator abgegriffen. Sie wird in anderen Geräten dann manchmal für sich gesiebt (180 Ohm - 50 µF) gestrichelt gezeichnet). Die Gittervorspannung der Endröhre entsteht an dem 100 Ohm-Widerstand in der gemeinsamen Minusleitung. Zur Leistungseinsparung, falls volle Lautstärke und Empfindlichkeit nicht benötigt werden, dient der Sparschalter, der einen Widerstand in der Mittelanzapfung des Transformators einschaltet und damit die Anodenspannung herabsetzt und ausserdem die Skalenlampe ausschaltet. Durch die Herabsetzung der Anodenspannung geht auch der Anodenstrom zurück, und das Gerät nimmt 1/3 weniger Leistung auf. In anderen Geräten findet man zuweilen Sparschalter, die — zweipolig ausgeführt — die beiden Hälften der Gegentaktwicklung auf niedere Windungszahl umschalten können und so die Anodenspannung verringern. Als Sicherung dient in dem gezeichneten Beispiel statt einer Schmelzsicherung eine Thermosicherung.

Allstromgeräte.

Das Wort Allstrom bedeutet, dass man ein Gerät sowohl an ein Wechsel- als auch an ein Gleichstromnetz anschliessen kann. Bei Geräten, die ohne Umschaltung an beide Netzarten angeschlossen werden können, ist Voraussetzung, dass kein Netztrafo als Eingangsglied benutzt wird. Transformatoren sind bekanntlich bei Gleichstrom unwirksam und würden beim Anschluss an das Gleichspannungsnetz zerstört. Das Fehlen des Netztransformators hat mehrere Folgen: Als Anodenspannung steht keine höhere Spannung als die Netzspannung zur Verfügung; für die Gleichrichterröhre kann keine eigene Heizspannung erzeugt werden; die Heizfäden aller Röhren liegen nicht parallel an einer niederen Spannung, sondern mit einem Vorwiderstand in Serie direkt am Netz.

Bei Gleichstrom muss das Gerät so angeschlossen werden, dass der Pluspol des Netzes mit der Gleichrichteranode verbunden ist. Die Anodenspannung ist dann gleich der Eingangsspannung vermindert um die Spannungsabfälle im Gleichrichter und im Filter. Aber die Gleichrichterröhre ist auch bei Gleichspannungsanschluss nicht überflüssig, denn sie schützt die Elektrolytkondensatoren vor falcher Polung. Andernfalls müssen ungepolte Elektrolytkondensatoren oder Papierkondensatoren benutzt werden. Bei Wechselspannungsanschluss wirkt die Röhre als Einweggleichrichter. Die resultierende Anodenspannung ist dann höher als beim Anschluss an Gleichspannung, da, wie wir oben sahen, die Gleichrichter - Ausgangsspannung meist über dem Effektivwert der Eingangsspannung liegt.

Gleichrichterheizung.

Infolge der Unmöglichkeit, bei Geräten ohne Betriebsarten-Umschaltung für die Gleichrichterröhre eine eigene Heizspannung zu erzeugen, muss eine indirekt geheizte Röhre benutzt werden. Der Gleichrichterheizfaden liegt in der Serienschaltung aller Röhren so, dass seine Spannungsdifferenz gegenüber der Kathode so niedrig wie möglich ist. Man findet manchmal, dass die Gleichrichterröhre nur bei Anschluss an Wechselspannung arbeitet. In Geräten, die beim Übergang von Wechsel- auf Gleichstrom bzw. umgekehrt einer besonderen Umschaltung bedürfen, wird bei Wechselstrombetrieb ein Transformator eingeschaltet. Die Gleichrichterröhre wird dann über den Transformator geheizt. Durch die Einschaltung des Netztrafos kann eine höhere Anodenspannung erzielt werden. Bei Gleichstromanschluss erreicht man hier durch Überbrückung der Gleichrichterröhre eine Schonung derselben und ebenfalls eine höhere Anodenspannung durch Einsparung des Spannungsabfalls an der Gleichrichterstrecke.

Der Heizkreis.

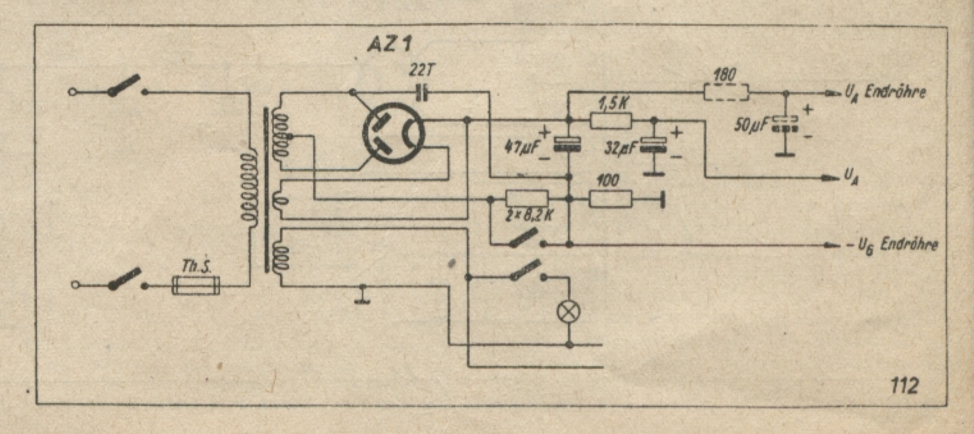
Im Heizkreis liegen mit den Heizfäden auch die Skalenbeleuchtung und die Vorwiderstände in Serie. Letzeres sind oft Eisenurdoxwiderstände, deren Wirkung oben erläutert wurde. Bei Umschaltung auf verschiedene Netzspannungen wird der Vorwiderstand umgeschaltet und evtl. ein Serienkreis bei verminderter Spannung in zwei Parallelkreise aufgeteilt. Beim Wechselstromnetzgerät sind die Stromspitzen zur Kondensatorladung durch den Widerstand des Transformators begrenzt. Hier wird die Begrenzung durch einen im Anodenkreis (seltener im Kathodenkreis) direkt am Gleichrichter liegenden Widerstand erreicht. Ohne diesen Widerstand könnten die Ladespitzen so hoch werden, dass die Röhre zerstört würde. Die Werte dieser Widerstände liegen zwischen 20 und 200 Ohm, je nach den Röhrendaten und dem Wert des Ladekondensators. Ihre Minimalwerte sind in den Röhrendaten als minimaler Anodenschutzwiderstand aufgeführt.

111. Die Drossel kann wie hier (Schaleco Allfunk 7 MW) auch in der Minus-Leitung angeordnet sein

Das Filter.

Zur Siebung werden in Allstromgeräten vornehmlich Drosseln benutzt. Wenn man Widerstände findet, sind diese verhältnismässig niedrig und dafür die Kondensatoren grösser. Man darf nicht vergessen, dass die Filterwirkung beim Allstromgerät um den Faktor 4 schlechter ist als bei Vollweg-Gleichrichtung, da bei 50 Hz - Brummspannung sowohl der Drosselwiderstand auf die Hälfte zurückgeht als auch der Kondensator-Widerstand auf das Doppelte steigt. Ausserdem sollen die Geräte auch bei einer Eingangsspannung von 110 V einwandfrei arbeiten. Dies verlangt, dass jeder Spannungsverlust so niedrig wie möglich gehalten wird. Deshalb ist das Feld eines elektrodynamischen Lautsprechers, falls ein solcher benutzt wird, in Allstromgeräten im allgemeinen nicht als Drossel geschaltet. Es liegt entweder parallel zum Ladekondensator oder wird bei Verwendung einer doppelten Einweggleichrichterröhre (z. B. CY 2) über die zweite Gleichrichterstrecke gespeist. In beiden Fällen erhält es ungesiebte

112. Zur Verminderung der Betriebskosten und zur Stromeinsparung kann mit einem „Sparschalter" die Anodenspannung vermindert werden (Philips 815 A).



Gleichspannung. Bei der CY 2 werden, falls die zweite Strecke nicht hierfür benutzt wird, beide Anoden und beide Kathoden parallel geschaltet.

Spannungsverdoppler.

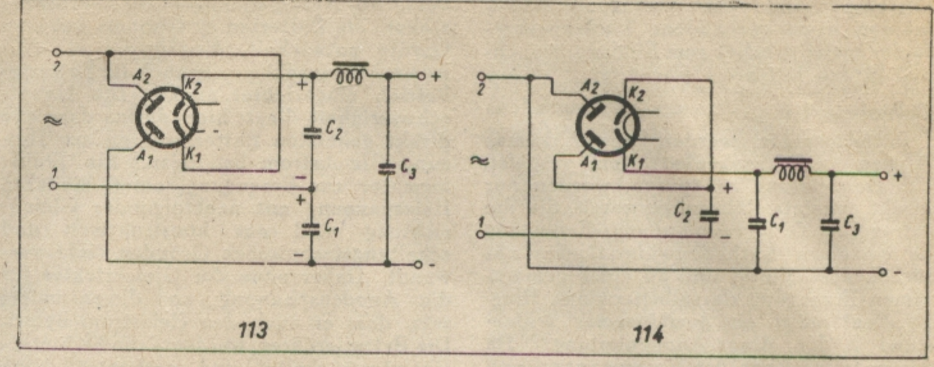
Durch Kunstschaltungen kann man auch mit einem Allstromnetzteil ohne Transformator bei Anschluss an Wechselspannung eine erhöhte Anodenspannung erzeugen. Man benötigt hierfür doppelte Einweg - Gleichrichterröhren (CY 2 oder 25 Z 5). Zwei verschiedene Schaltungen sind in Abb. 113 und 114 gezeigt. Ihre Wirkungsweise ist die Folgende:

Wenn der Netzanschluss 2 in Figur 113 positiv ist, wird der Kondensator C_2 über die Strecke $A_2 — K_2$ bis fast zur Spitzenspannung aufgeladen. Wenn der Anschluss 1 positiv ist, geschieht dasselbe mit C_1 über $A_1 — K_1$. Da diese beiden Kondensatoren in Serie geschaltet sind, ist die an ihnen abgegriffene Anodenspannung gleich der Summe der beiden Einzelspannungen. Der dem Filter zugeführte Strom hat eine ähnliche Form wie beim Vollweggleichrichter. Eine Ungleichheit der Kapazitäten C_1 und C_2 bewirkt im Ausgang einen unangenehmen 50 Hz-Brumm.

Die Abb. 114 zeigt einen Spannungsverdoppler, der dem Einweggleichrichter ähnelt. Hier wird der Kondensator C_2 über die Strecke $A_2 — K_2$ nahezu auf die Spitzenspannung aufgeladen, wenn der Anschluss 2 positiv ist. In der umgekehrten Halbperiode addiert sich die Netzspannung zu dieser Ladespannung und beide zusammen geben den Belastungsstrom über die Strecke $A_1 — K_1$ her. Die Form der Ausgangsspannung entspricht der eines Einweggleichrichters. Es sei aber nochmals erwähnt, dass alle Spannungs-Verdopplerschaltungen nur bei Wechselspannung arbeiten.

Umschaltung zwischen Gleich- und Wechselspannung.

Abb. 115 aus dem Schaleco Traumland 265 GW (EVa. Nr. 18, Seite 1643) zeigt ein Netzgerät mit Umschaltung zwischen Gleich- und Wechselspannungsanschluss. In beiden Fällen liegen alle Heizfäden in Serie mit zwei Skalenlampen, einem Eisenwasserstoffwiderstand und einem umschaltbaren Widerstand, von dem durch den Spannungswähler jeweils verschiedene Teile kurzgeschlossen werden. Die Gleichrichterheizung (5) liegt am weitesten vom Erdpotential entfernt, wogegen der Heizfaden (3) der brummempfindlichsten Röhre, nämlich der NF-Vorstufe, direkt an Masse liegt. Bei Wechselstromanschluss werden der CY 1 über den Autotransformator dauernd 240 V zugeführt. Ein solcher Autotransformator spart die sekundäre Wicklung dadurch, dass er an der Primärwicklung Anzapfungen hat, an denen sowohl Primärspannung als auch Sekundärspannung liegen. Wird die Primärspannung z. B. an die halbe Windungszahl angeschlossen, so kann an der ganzen Wicklung die doppelte Spannung abgegriffen werden. Diese entsteht durch Addition der Primärspannung und der in der zweiten Hälfte induzierten Spannung. Bei Umschaltung auf Gleichspannung wird die Heizung der CY 1 in der Serienschaltung durch einen Widerstand ersetzt und das untere Ende des Transformators abgeschaltet. Die Gleichspannung wird dann dem Sieb direkt zugeführt. Durch diese Umschaltungen wird die Gleichrichterröhre geschont und der Gleichspannungsabfall in ihr eingespart. Allerdings muss das Filter mit ungepolten Elektrolytkondensatoren ausgerüstet sein, da gepolte bei versehentlicher falscher Polung beim Anschluss an das Gleichstromnetz einen Kurzschluss hervorrufen würden.



113. Spannungsverdoppler mit Vollweg-Charakteristik.

114. Spannungsverdoppler mit Einweg-Charakteristik.

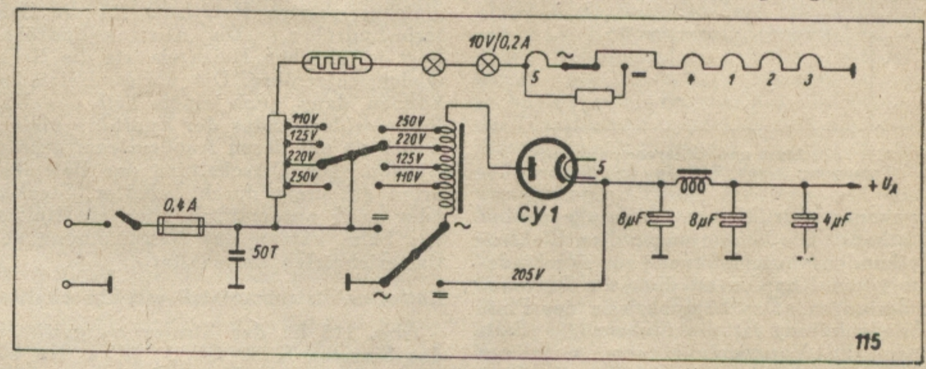
Netzteil ohne Umschaltung.

Unser zweites Beispiel (Abb. 116) zeigt das Netzteil eines besonders kleinen Supers, des Philips 204 U (EVa. Nr. 14, Seite 1340). Hier ist keine Unterscheidung zwischen Gleich- und Wechselspannungsanschluss vorgesehen. Bei 200 bis 220 V liegen alle Heizfäden, und zwar vom unteren Netzanschluss ausgehend, erst die drei Empfängerröhren und dann die Gleichrichterröhre mit 620 Ohm in Serie. Eine Klein-Glimmlampe mit Vorwiderstand, parallel zu dem letzteren Teil des Heizkreises, dient als Anzeiger, dass der Apparat in Betrieb ist. Ihr Zusatzstrom macht den 56 kΩ-Parallelwiderstand im ersten Teil des Heizkreises nötig. Bei 110—125 V liegen die beiden Heizkreise parallel (gestrichelte Stellung des Umschalters). Der 55 Ohm-Widerstand in der gemeinsamen Leitung wird jeweils bei der niederen Spannung kurzgeschlossen. Als Anodenschutzwiderstand dienen 180 Ohm, die bei 110—125 V, um die volle Netzspannung auszunutzen, statt dessen als Serienwiderstand im ersten Heizkreis dienen. Die gemeinsame Gittervorspannung entsteht an 120 Ohm in der Minusleitung und wird mit 100 µF geglättet. Die Anodenspannung für die Endröhre wird am Ladekondensator und alle anderen Betriebsspannungen werden hinter dem Siebwiderstand abgegriffen. Der Lautsprecher ist hier ebenso wie in dem vorigen Beispiel permanent-dynamisch.

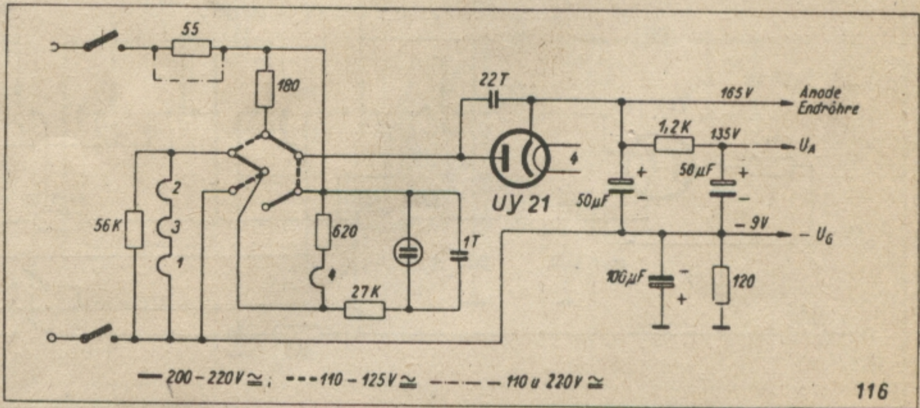
Gleichstromgeräte.

Gleichstromgeräte werden heute kaum noch gebaut. Sie sind von den Allstromgeräten fast vollkommen verdrängt, da sie diesen gegenüber nur geringe Vorteile besitzen und in ihrer Anwendung weniger universell sind.

Für Gleichstromgeräte wird keine Gleichrichterröhre benötigt. Auch ihre Filterung kann denkbar einfach sein. Sie besteht meist nur aus einer Drossel im Eingang und einem Überbrückungskondensator, für den allerdings auch hier ungepolte Elektrolytkondensatoren oder Papierkondensatoren benutzt werden müssen. In manchen Geräten findet man vor der Drossel ein HF-Filter. Für den Heizkreis gilt alles, was bei den Allstromgeräten gesagt wurde. Da hier als Anodenspannung nur die Eingangs-



115. Allstrom-Netzteil des Schaleco Traumland 265 GW.

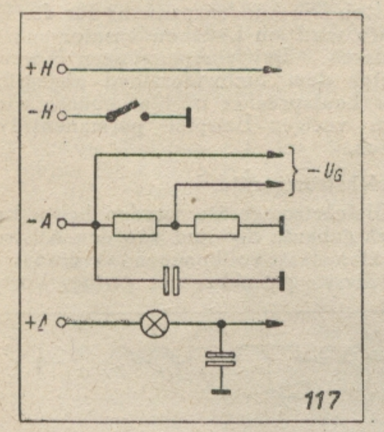


116. Allstrom-Netzteil des Zwergsupers Philips 204 U.

Gleichspannung zur Verfügung steht, werden etwa vorhandene Lautsprecherfelder meist parallel zum Eingang, manchmal in den Heizkreis geschaltet.

Batteriegeräte.

Batteriegeräte werden aus Akkumulatoren und Trockenbatterien gespeist. Um Heizleistung zu sparen, werden nur direkt geheizte Röhren verwandt, die die getrennte Gittervorspannungs-Erzeugung an einzelnen Kathodenwiderständen natürlich ausschliesst und zu einer gemeinsamen Erzeugung derselben zwingt. Hierzu dient meist ein gemeinsamer Widerstand in der Minus-Anodenleitung. Da das negative Ende der Heizspannung, und damit die Kathode, an Masse liegt, sind die beiden in Abb. 117 gezeigten Gitter-



117. Anschluss und Gittervorspannungs-Erzeugung eines Batterie-Empfängers.

spannungsabgriffe negativ gegenüber Kathode. Die beiden ungepolten Elektrolytkondensatoren dienen zur Verhinderung von Kopplungen über die Batteriezuleitungen. Das Lämpchen in der Plus-Anodenleitung ist die Sicherung. Falls man die Vorspannung vom negativen Ende der Anodenbatterie abgreift, liegt der Masseanschluss bei einigen Volt positiver Spannung an der Batterie, und man benutzt keine Widerstände in der Verbindung zwischen Minus-Heizspannung und Minus-Anodenspannung. Allerdings erhöht der dritte Batterieanschluss die Fehlermöglichkeiten beim Batterieaustausch, weshalb man in modernen Geräten fast ausschliesslich die bezeichneten Widerstände benutzt.

Batterie-Allstromgeräte.

Um die Verwendbarkeit von Kofferapparaten allgemeiner zu gestalten und dort, wo Netzspannungen zur Verfügung stehen, die Batterien zu schonen, hat man Geräte entwickelt, die sowohl für Allstrom-Netzanschluss als auch für Batteriebetrieb eingerichtet sind. Die Hauptschwierigkeit liegt hier darin, dass die direkt geheizten Batterieröhren zur Heizung Gleichstrom benötigen. Ein Transformator zur Erzeugung einer niederen Heizspannung mit nachfolgender Gleichrichtung wird aus konstruktiven und schaltungstechnischen Gründen nicht verwandt. Daher muss der Gleichrichter für die Anodenspannung so dimensioniert sein, dass er auch den Heizstrom liefert. Die Batterieröhren werden dann so hintereinandergeschaltet und geshuntet, dass eine Serienheizung von einem Spannungsteiler im Anodenspannungskreis möglich ist. Als Gleichrichter dienen Röhren oder Selengleichrichter. Eine Gleichrichterröhre (fast immer UY 11 oder UY 21) hat ihren eigenen Heizkreis, der vom Netz gespeist wird. Bei Batteriebetrieb liegen meist alle Heizfäden parallel.

Manche Geräte, die einen Röhren-Gleichrichter benutzen, besitzen zwei verschiedene Endröhren, eine Batterie-Endröhre und eine Allstrom-Endröhre, von denen immer nur eine geheizt wird. Man gewinnt hierdurch an Lautstärke und Tonqualität bei Netzanschluss und spart den gleichgerichteten Heizstrom für die Batterie-Endröhre. Die Allstrom-Endröhre liegt im gleichen Heizkreis wie die Netz-Gleichrichterröhre. Die übrigen Heizfäden können dann auch einen Teil des Kathodenwiderstandes der Endröhre bilden, wobei sie mit deren Anodenstrom geheizt werden. Die Umschaltung der Betriebsarten geschieht durch Schalter, Stecker oder auch automatisch über ein Relais, das beim Fehlen der Netzspannung auf Batteriebetrieb umschaltet.

Batterie-Allstromnetzteil mit Umschalter.

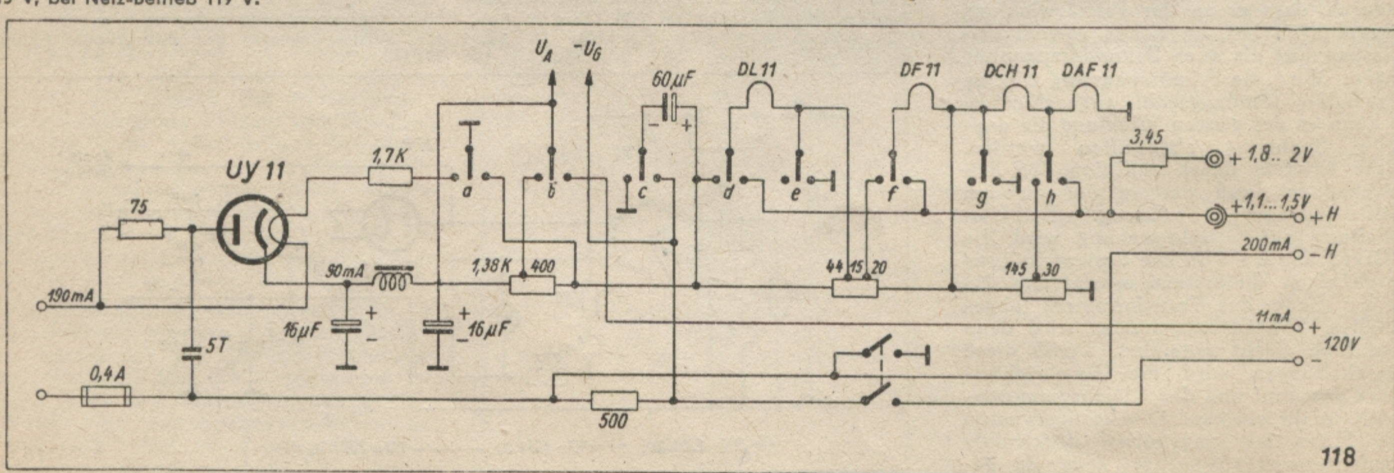
Abb. 118 ist der Stromversorgungsteil des Siemens K 32 GWB (EVa. Nr. 20, Seite 1768). Die Umschaltung von Batterie auf Netz geschieht durch einen Mehrfachschalter, dessen einzelne Wechselkontakte mit a—h bezeichnet sind. Bei Batteriebetrieb ist jeweils der rechte Kontakt geschlossen. Der negative Pol der Heizbatterie liegt über den Einschalter an Masse und ist über einen 500 Ohm-Widerstand, an dem 5,4 V Gittervorspannung für die Endröhre (Leitung - U_G) entstehen, mit dem negativen Pol der Anodenbatterie verbunden. Dieser Gittervorspannung liegt der 60 µF Elektrolytkondensator über die Kontakte c und a parallel. Kontakt b verbindet den positiven Pol der Anodenbatterie mit dem Gerät. Der zweite 16 µF Elektrolytkondensator wirkt hier als Glättung. Die Kontakte d—e, f—g, h—g und h legen die DL 11, DF 11, DCH 11 und DAF 11 an Plus-Heizung und Masse. Als Heizspannungsquelle lässt sich sowohl eine Trockenzelle als auch — über 3,45 Ohm — ein 2 V-Akku benutzen.

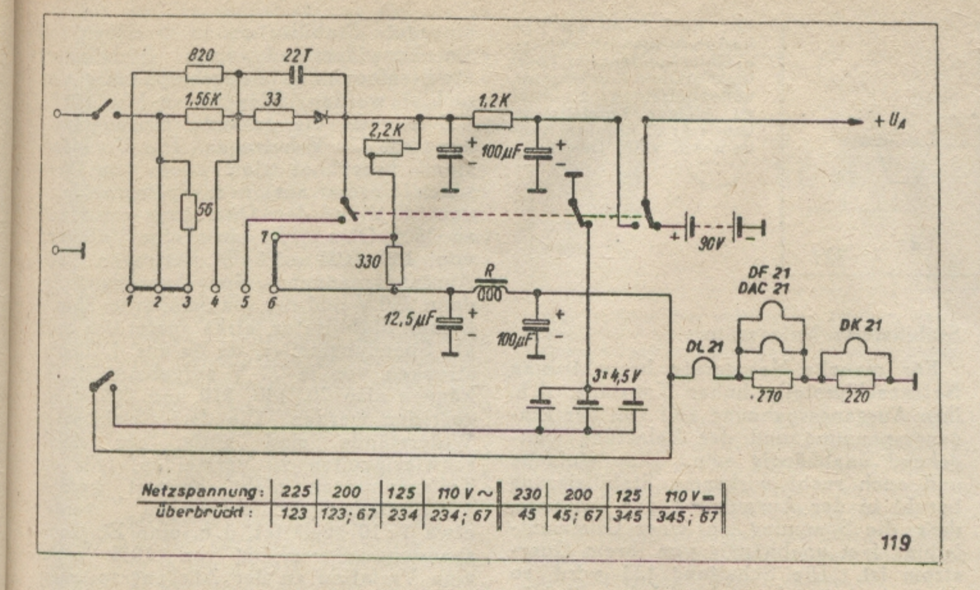
Bei Allstromanschluss ist der Schalter nach links umgelegt. Der Heizkreis der UY 11 wird dann durch den Kontakt a geschlossen. Kontakt b schaltet die gleichgerichtete Anodenspannung an den Siebkondensator. Wie die angegebenen Spannungswerte zeigen, ist die Anodenspannung bei beiden Betriebsarten weitgehend gleich. Die Heizspannungen werden an den Spannungsteilerwiderständen abgegriffen; h schaltet die DAF 11 parallel zu dem untersten Teil (30 Ohm) und mit g zusammen die DCH 11 an die zweite Teilspannung (145 Ohm). Die DF 11 liegt über f und g an der dritten (20 Ohm), die DL 11 an der fünften Teilspannung (d und e). Diese Reihenfolge dient dazu, dass das Gitter der Endröhre, dessen Ableitung jetzt über den 500 Ohm-Widerstand mit Masse verbunden ist, die richtige Vorspannung erhält. Die verschiedenen Widerstände des Spannungsteilers richten sich nach den verschiedenen Heizströmen der Röhren und sind so eingestellt, dass alle Heizspannungen die vorgeschriebenen Werte annehmen. Der 60 µF-Elektrolytkondensator liegt über c als Glättung zum gesamten Heizkreis parallel. Das Gerät ist nur für Anschluss an 220 V Gleich- oder Wechselspannung eingerichtet. Die in der Beschreibung nicht erwähnten Schaltelemente dienen den bekannten Zwecken.

Batterie-Allstromnetzteil mit Relais.

Unser zweites Beispiel, Abb. 119, das dem automatisch umschaltenden Kofferempfänger Philips 122 ABC (EVa. Nr. 14, Seite 1338) entnommen wurde, gestattet die Verwendung von acht verschiedenen Netzspannungen und der Batteriespannung, ohne dass die Heizfäden umgeschaltet werden müssen. Der Heizfaden der DL 21 liegt mit den parallel geschalteten Heizungen der DF 21 und der DAC 21 und dem Heizfaden der DK 21 in Serie, wobei verbleibende Stromunterschiede durch Parallelwiderstände ausgeglichen werden. Durch die Reihenfolge der Serienschaltung, die DL 21 liegt am positiven Ende, erhalten alle Gitter ihre richtige Vorspannung. Die gesamte Heizung benötigt 4,5 V/50 mA, die beim Batteriebetrieb drei parallel geschalteten Taschenlampenbatterien entnommen werden. Die gezeichnete Einstellung ist für Batterieanschluss; man sieht, dass die Anodenbatterie an der Anodenleitung liegt und der negative Pol der Heiz-

118. Stromversorgung des Siemens K 32 GWB. Die Anodenspannung beträgt bei Batterie-Betrieb 113 V, bei Netz-Betrieb 119 V.





Netzspannung:	225	200	125	110 V ~	230	200	125	110 V =
überbrückt:	123	123; 67	234	234; 67	45	45; 67	345	345; 67

119. Batterie-Netz-Umschaltung mit Relais im Heizkreis.

batterie geerdet ist. Der Haupteinschalter, der übrigens mit dem Lautstärkeregler kombiniert ist, unterbricht die Plus-Heizleitung und die Netzleitung.

Sobald Netzspannung vorhanden ist, zieht das Relais an und legt die drei Kontakte auf Netzbetrieb um. Das Relais liegt als Drossel im Heizkreis, der parallel zur Anodenspannung geschaltet ist. Durch das Umschalten wird die Erdverbindung der Heizbatterie unterbrochen und die Anodenleitung an die vom Gleichrichter kommende Anodenspannung angeschlossen. Die verschiedenen Überbrückungen der Punkte 1 bis 7 dienen zum Anschluss an verschiedene Netzspannungen. Dabei wird bei der jeweils um einige Volt höheren Spannung nur der Kurzschluss (6—7) des 330 Ohm-Serienwiderstandes im Heizkreis aufgehoben. Bei 200 V Wechselspannung (gezeichnete Einstellung) liegt die Netzspannung (2) über die Parallelschaltung von 820 Ohm (1) und 1,65 kΩ am Gleichrichter. Bei 110 Volt Wechselspannung wird der 1,65 kΩ-Widerstand kurzgeschlossen (2—4). Da bei 200 V G l e i c h spannung der Gleichrichter überbrückt ist (4—5), muss der Vorwiderstand höher sein als bei 200 V W e c h s e l - spannung; er beträgt 1,65 kΩ. Bei 110 V Gleichspannung werden diesem 56 Ohm (3-4-5) parallel gelegt. Der 33 Ohm-Widerstand dient zur Begrenzung der Ladespitzen des 100 µF-Ladekondensators und die 22 000 pF zur Brummverminderung. Da in diesem Gerät kein Heizstrom für eine Gleichrichterröhre benötigt wird, ist seine Leistungsaufnahme mit nur 17 W denkbar gering.

Autoempfänger.

Für Autoempfänger müssen sämtliche Betriebsspannungen aus einer 6 bzw. 12 Volt-Gleichspannung erzeugt werden. Für die Heizspannung bringt dies keine Schwierigkeiten. Die E-Röhren haben gerade für diesen Zweck 6,3 V Heizspannung. Anders ist es bei der Anodenspannung. Hier entsteht die Aufgabe, aus einer niederen Gleichspannung eine hohe zu machen, wofür es zwei Wege gibt, den des Zerhackers und den des rotierenden Umformers. Wegen ihres geringen mechanischen Aufwandes und ihres niederen Gewichtes sind Zerhacker beliebter. Bei ihnen wiederum werden zwei Haupttypen unterschieden: solche m i t und solche o h n e Wiedergleichrichtung.

Der Wechselrichter.

Ihre Wirkungsweise soll an einem Zerhacker mit Wiedergleichrichtung (auch Wechselrichter genannt) in Abb. 120, einem Ausschnitt aus dem Philips 268 V (EVa. Nr. 14, Seite 1343), gezeigt werden. In der Ruhelage berührt die federnde Zunge Z den Kontakt m, sodass im Augenblick des Einschaltens ein Strom durch die Magnetspule M fliesst, der den Anker nach oben zieht, sodass a_2 und b_2 geschlossen werden. Über b_2 wird die obere Primärwindungshälfte p_2 geerdet. Durch sie fliesst ein Stromstoss, der durch seinen Fluss in der Sekundärwicklung eine Spannung induziert. Dadurch, dass m geöffnet wurde, federt die Zunge zurück, um a_1, b_1 und m wieder zu schliessen. Dann fliesst über b_1 in der unteren Hälfte der Primärwicklung p_1 ein Strom, der in der Sekundärwicklung eine der ersten entgegengerichtete Spannung erzeugt. Dies Hin- und Herpendeln wiederholt sich dauernd. Die Höhe der in der Sekundärwicklung induzierten Spannung wird wie immer durch ihre Windungszahl bestimmt.

Durch die Kontakte a_1 und a_2 wird synchron mit den Spannungsstössen immer nur diejenige Hälfte der Sekundärwicklung (S_1 oder S_2) geerdet, die gerade negativ ist. Hierdurch entsteht zwischen dem Mittelabgriff und Masse die wieder gleichgerichtete, herauftransformierte Spannung, die wie jede Gleichrichter-Ausgangsspannung pulsiert und daher gesiebt werden muss. Die Frequenz der überlagerten Wechselspannung entspricht der mechanischen Schwingungsfrequenz der Zunge. Ausser dem üblichen Anodenspannungssieb ist eine HF-Filterung vorgesehen, da die Kontaktfunken eine HF-Störspannungsquelle bilden. Solche HF-Siebe werden ausserdem in der Niederspannungsleitung angewandt, damit die HF weder über die Heizfäden in den Verstärker kommt, noch über die Akkumulatorenzuleitung ausgestrahlt wird. Die 100 Ohm-Widerstände, die die Kontakte b_1 und b_2 überbrücken, dienen zur Löschung der Funken und erhöhen so die Lebensdauer der Kontakte, während sie gleichzeitig die HF-Störspannung herabsetzen.

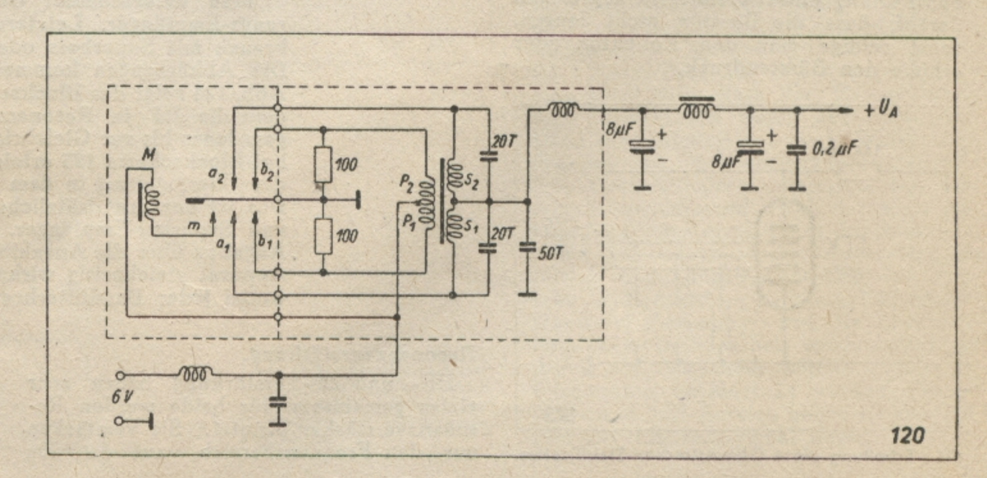
Zerhacker ohne Wiedergleichrichtung.

Die Wirkung eines Zerhackers ohne Wiedergleichrichtung ist dieselbe, nur dass bei diesen die Gleichrichter-Kontakte a_1 und a_2 fehlen. Es entsteht an der Sekundärwicklung eine Wechselspannung, die genau wie in anderen Wechselstromgeräten gleichgerichtet und gesiebt wird und ausserdem wiederum HF-Filterung benötigt.

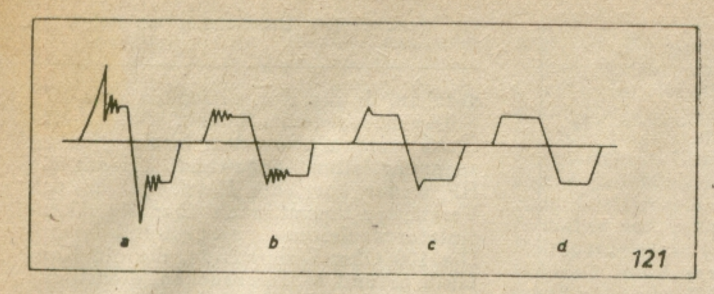
Die Kurvenform.

In beiden Zerhackertypen sind die Parallelkondensatoren zur Sekundärwicklung (hier je Wicklungshälfte 20 000 pF) sehr wichtig. Bei Zerhackern ohne Gegentaktwicklung ist natürlich nur e i n Kondensator vorhanden. Wenn diese Kondensatoren fehlen würden, würde die sekundäre Spitzenspannung so hoch, dass ein Durchschlag die Isolation des Transformators oder der Filterkondensatoren zerstören könnte. Die Werte derselben sind ziemlich kritisch und sollen, wenn irgend möglich, bei Reparatur oder Neubau gleich denen sein, die vom Hersteller angegeben werden. Der Zerhacker-Transformator ist mit ihnen auf eine bestimmte Frequenz abgestimmt, die durch die mechanische Eigenfrequenz des Ankers gegeben ist. Deshalb dürfen weder Kondensatoren noch Transformatoren geändert werden. Von ihrer Grösse hängt ausserdem die Kontaktbelastung ab. Wenn sie zu klein sind, schwächen sie die Spitzen nicht ausreichend; sind sie zu gross, so nehmen sie einen zu hohen Strom auf und verkürzen hierdurch die Lebensdauer der Kontakte. Abb. 121 zeigt die Ausgangsspannung eines Zerhackers ohne Wiedergleichrichtung bei verschiedenen Kondensatoren und Belastungen.

Zerhacker werden nicht nur zum Anschluss an Akkumulatoren mit Betriebsspannungen zwischen 2 und 24 V, sondern auch zum Anschluss an das Gleichstrom-Lichtnetz (110 oder 220 V) hergestellt. In diesem Falle werden sie dazu benutzt, die Netzgleichspannung in 220 V



120. Wechselrichter als Umspanner für Gleichspannung mit allen Sieb-Elementen.



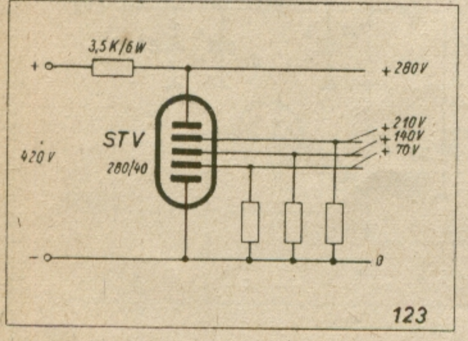
121. Kurvenform der Zerhacker-Ausgangsspannung: a) Ohne Kondensator, Leerlauf; b) Ohne Kondensator, volle Belastung; c) Etwas zu kleiner Kondensator, Leerlauf; d) Richtiger Kondensator, volle Belastung.

Wechselspannung umzuformen, um ein Wechselstromgerät anschliessen zu können. Also sind es bei hoher Eingangsspannung Zerhacker ohne Wiedergleichrichtung. Mit steigender Betriebsspaanung steigen die Schwierigkeiten bei der Beseitigung der Kontaktfunken und der HF-Störungen stark an.

Wir wollen die Besprechung der Zerhacker nicht beenden, ohne auf die Bedeutung einer guten Abschirmung und Erdung hinzuweisen. Auf jeden Fall müssen Zerhacker möglichst weit von empfindlichen Verstärkerstufen eingebaut werden. Sie sind daher in den meisten Geräten mit einem eigenen Metallgehäuse versehen. Eine völlige Entstörung auf allen Frequenzen ist schwierig und setzt viel eigene Erfahrung voraus. Zerhacker, die eine stark schwankende Ausgangsspannung oder Stromaufnahme zeigen, müssen ersetzt werden. Der Zerhacker ist ebenso wie die Röhren nur von beschränkter Lebensdauer, weshalb er auch allgemein mit Sockel und Fassung ausgerüstet ist. Abb. 122 (siehe Bilderanhang) zeigt einige Muster.

Umformer.

Als rotierender Umformer für Radiozwecke werden fast ausschliesslich Einankerumformer verwendet. Diese entsprechen Gleichstrommotoren, die mit einem Gleichstromgenerator in einem Felde kombiniert sind. Das Feld liefert entweder ein Permanentmagnet oder ein aus der Niederspannungsquelle gespeister elektromagnetischer Stator. Der Anker hat zwei Wicklungen und dementsprechend auch zwei Kollektoren. Die als Motor wirkende Niedervoltwicklung liegt an dem Kollektor mit geringerer Lamellenzahl. Die Hochspannung der zweiten Wicklung wird an dem Kollektor der grösseren Lamellenzahl abgegriffen. Man kann also an der Lamellenzahl die Niedervolt- und Hochvolt-Seite erkennen. Auch die vom Generator erzeugte Spannung muss gefiltert werden, und sämtliche Zuleitungen müssen mit HF-Sieben entstört werden. Allerdings sind die Umformer-Störungen nicht so schwer zu beseitigen wie die eines Zerhackers. Bei der Prüfung eines Umformers achte man darauf, dass die Bürsten nicht feuern, sonst reinige man den Kollektor oder erhöhe den Bürstendruck.



123. Schaltung eines Glimmstrecken-Stabilisators.

Stabilisierte Netzgeräte.

Für manche Messgeräte braucht man Netzanschlussteile hoher Konstanz, d. h. ihre Ausgangsspannung soll von der Eingangsspannung und der Belastung weitgehend unabhängig sein. Eine einfache und auch recht wirksame Stabilisierung beruht in der Ausnutzung der Tatsache, dass die Spannung an einer Glimmentladung fast unabhängig von ihrem Querstrom ist. Die Schaltung 123 wird so dimensioniert, dass durch den Stabilisator — die Glimmröhre — bei Leerlauf der maximal zulässige Querstrom fliesst. Bei Belastung darf man dann nicht mehr Strom entnehmen, als dieser Strom vermindert um einen Minimalstrom, der zur Aufrechterhaltung der Entladung notwendig ist, beträgt. Die Spannung an der Glimmstrecke schwankt kaum bei Einschaltung oder Änderung der Belastung. Auch Netzspannungsschwankungen werden ausgeglichen, da sich mit ihnen der Querstrom und hierdurch der Spannungsabfall am Vorwiderstand ändert. Glimmstrecken-Stabilisatoren sind allerdings nur für die hohen Gleichspannungen im Gerät brauchbar, da die minimale Spannung für solche Glimmstrecke 50 V ist und Wechselspannungen von Glimmstrecken nicht konstant gehalten werden.

Die Dimensionierung sei an dem Beispiel kurz erläutert: Ein Stabilisator STV 280/40 verträgt 40 mA Querstrom und benötigt einen Minimalstrom von 5 mA. Seine Betriebsspannung ist 280 V. Um eine gute Stabilisation zu erreichen, soll am Vorwiderstand eines Stabilisators etwa seine halbe Betriebsspannung vernichtet werden. Dies wären hier 140 V. Daher muss die gesamte Eingangsspannung ca. 420 V betragen. Der Vorwiderstand berechnet sich nach dem Ohmschen Gesetz aus dem Spannungsabfall von 140 V und dem Querstrom von 40 mA zu 3500 Ohm. Er muss eine Belastung von $140 \cdot 0{,}04 = 5{,}6$ W vertragen. Die Ausgangsspannung der Anordnung ist dann 280 V und der Maximalstrom 35 mA. Dieser Stabilisator wirkt ausserdem noch als Spannungsteiler, da er aus 4 Glimmstrecken von je 70 V aufgebaut ist. Es können also 70, 140, 210 und 280 V abgegriffen werden. Die drei gezeichneten Widerstände sind nötig, um Zündschwierigkeiten zu vermeiden, falls die Teilspannungen nicht benutzt werden.

Netzspannungsschwankungen werden etwa 1 : 10 geglättet, d. h. eine Eingangsspannungsschwankung von 10% ergibt eine Variation an der Ausgangsspannung von nur noch 1%. Für fast alle Zwecke ist dies völlig ausreichend. Man kann auch zwei Stabilisationsstufen hintereinander setzen, wobei die zweite natürlich eine geringere Ausgangsspannung als die erste ergibt. Hierbei multipliziert sich die stabilisierende Wirkung. Zwei Stufen, die je 1 : 10 stabilisieren, stabilisieren also gemeinsam 1 : 100. Eine Serienschaltung von Stabilisatoren zur Erhöhung der stabilisierten Spannung ist möglich, wogegen eine Erhöhung des Nutzstromes nicht durch direkt parallel geschaltete Glimmstrecken erreicht werden kann.

Andere Methoden zur Stabilisierung von Betriebsspannungen benutzen entweder Röhrenregler für Gleichspannungen oder magnetische Regler für Wechselspannungen. Mit den magnetischen Reglern erhält man Regelungen von 1 : 10 bis 1 : 100, mit den Röhrenreglern solche von 1 : 100. Allerdings ist in beiden Fällen der Aufwand beträchtlich. Sie kommen weder in Radioapparaten noch in den Messgeräten der Reparaturwerkstatt vor.

XIII. HOCH- UND ZWISCHENFREQUENZVERSTÄRKER

RESONANZVERSTÄRKUNG · KOPPLUNGS-UNTERDRÜKKUNG · NEUTRODYN-SCHALTUNG · DIE ANTENNENKOPPLUNG · BANDFILTER-EINGANGSKREISE · DER WELLENSCHALTER · ZF-VERSTÄRKER · ABSCHIRMUNGEN · ZWEIKREIS-HF-STUFE · BANDFILTER-EINGANGSSTUFE · DIE RELATIVE BANDBREITE · BANDDEHNUNG · EINE ZF-STUFE.

Man unterscheidet Geradeaus-Empfänger und Überlagerungs-Empfänger. Letztere werden im allgemeinen Sprachgebrauch mit Superhets oder ganz kurz mit Super bezeichnet. Die Abkürzungen kommen von dem Wort Superheterodyn. Abb. 124 zeigt das Blockschema des Geradeaus-Empfängers, in dem die HF in Resonanzstufen mit einstellbarer Frequenz geradeaus bis zur Gleichrichtung verstärkt wird. Beim Superhet-Blockschema 125 erfolgt die Verstärkung über den Umweg der Überlagerung in dem ZF-Verstärker mit fester Frequenz. Das ist der grundsätzliche Unterschied zwischen Geradeaus- und Superhet-Empfänger. Zu allen Empfängern findet man Angaben über die Anzahl ihrer Kreise. Es werden die in dem Apparat gleichzeitig wirksamen abgestimmten Kreise gezählt, wobei jeder Bandfilterkreis einzeln gezählt wird.

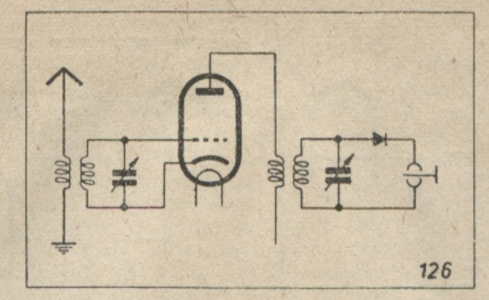
Resonanzverstärkung.

HF- und ZF-Verstärkung haben sehr vieles gemeinsam, für beide werden Resonanzverstärker benutzt. Sie verstärken nur den Frequenzbereich, auf den ihr Resonanzkreis abgestimmt ist. Der Verstärkungsgrad einer Röhre hängt nämlich, wie wir gesehen haben, von ihrem Anodenwiderstand ab, und da dieser durch einen Parallel-Resonanzkreis gebildet wird, hat

er bei der Resonanzfrequenz ein steiles Maximum. Deshalb wird mit Resonanzverstärkern die eingestellte Frequenz aus einem Frequenzgemisch ausgefiltert. Die Trennschärfe — Selektivität — eines Resonanzverstärkers hängt von der Zahl seiner Resonanzkreise ab. Bei Kreisen veränderlicher Frequenz ist der Resonanzwiderstand durch die Änderung des Verhältnisses zwischen Induktivität und Kapazität frequenzabhängig; daher ändert sich dann auch die Verstärkung mit der eingestellten Frequenz.

Theoretisch ist also die HF- und ZF-Verstärkung verhältnismässig einfach, denn die übrigen Schaltelemente haben gegenüber dem Resonanzkreis nur untergeordnete Bedeutung. Der Unterschied zwischen HF- und ZF-Stufen ist der, dass die ZF-Stufen auf eine feste Frequenz abgestimmt sind, während die HF-Verstärker eine variable Frequenz besitzen. Deshalb sind ZF-Verstärker in mancher Beziehung einfacher als HF-Verstärker. Trotzdem ergeben sich in der Praxis leicht Schwierigkeiten, deren häufigste, das Schwingen eines HF-Verstärkers, an Abb. 126 erläutert wird. Wenn der HF-Verstärker abgestimmt wird, und dabei der zweite Kreis dieselbe Frequenz erreicht wie der erste, kann im Kopfhörer ein Pfeifen hörbar werden. Dies Pfeifen entsteht durch Überlagerung der eingestellten Senderfrequenz mit einer vom Verstärker selbst erzeugten Frequenz, die dicht bei der ersten liegt. Der Verstärker ist zum Oszillator geworden.

Jeder beliebige HF-Verstärker wird zu einem Oszillator, wenn in ihm vom Ausgang dem Eingang genügend Energie zugeführt wird, um die Verluste der Kreise vollständig auszugleichen. Diese Rückkopplung entsteht immer zwischen HF-Spulen, die eine hohe HF-Spannung führen, und solchen, deren HF-Spannung niedrig ist, also z. B. zwischen Anoden- und Gitterkreis der Röhre. Abb. 126 zeigt diese Rückkopplungswirkung durch das Magnetfeld der Spule. So entsteht, sobald die Kreise die gleiche Resonanzfrequenz erreichen, der Pfeifton. Eine Rückkopplung kann ausser auf dem genannten Wege auch über die kapazitive Kopplung in den Röhren oder durch



126. Im Kopfhörer entsteht ein Pfeifton, wenn Vor- und Anoden-Kreis auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind und die Rückkopplung zwischen beiden stark genug ist.

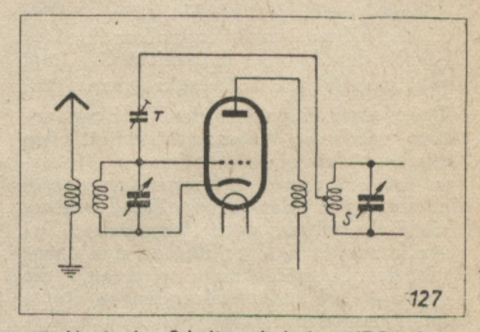
Kopplungen zwischen Leitungen bewirkt werden. Andere wilde Schwingungen im Verstärker brauchen nicht durch die vorgesehenen Resonanzkreise zu entstehen; es kommen auch UKW-Schwingungen vor, deren Resonanzkreise aus Leitungsinduktivitäten und Querkapazitäten oder inneren Röhrenkapazitäten entstehen.

Kopplungs-Unterdrückung.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, um Rückkopplungen weitgehend zu verringern. Allerdings ist eine regelbare Rückkopplung zur Verstärkungserhöhung durch die Entdämpfung des Kreises oft absichtlich vorhanden. Jede wilde Kopplung aber macht einen Verstärker unbrauchbar. Die unerwünschten Kopplungen werden durch geschickten Einbau der Spulen und durch evtl. Abschirmungen weitgehend verkleinert. Abschirmungen sind in den HF-Vorkreisen der Super nicht erforderlich, aber in mehrstufigen HF- oder ZF-Verstärkern unbedingt notwendig. Eine andere Methode, ein trotzdem auftretendes Schwingen zu unterdrücken, besteht darin, die Verluste im Gitterkreis soweit zu erhöhen, dass sie von der Rückkopplung nicht mehr ausgeglichen werden. Dies geschieht, indem man einen Widerstand in dem Gitterkreis vorsieht; durch ihn werden vor allem unerwünschte UKW-Schwingungen verhindert. Deshalb soll er möglichst direkt am Gitteranschluss liegen, um auch auf der Leitung zum Gitter keine Schwingungen möglich zu machen. Allerdings verringert ein allzu grosser Widerstand die gesamte Verstärkung. Werte zwischen 50 und 1000 Ohm genügen.

Neutrodyn-Schaltung.

Eine früher viel verwandte Methode zur Unterdrückung der Wirkung kapazitiver Kopplungen in der Röhre ist die in Abb. 127 gezeigte Neutrodyn-Schaltung. Da die Spannung in der Sekundärspule S die entgegengesetzte Richtung wie in der Primärspule hat, kann ein Teil von dieser über den kleinen Trimmer T dem Gitterkreis wieder zugeführt, die Rückkopplungsspannung kompensieren. Allerdings ist es praktisch unmöglich, eine völlige Neutralisation für ein breites Band zu erhalten. Falls der Verstärker am kurzwelligen Ende nicht schwingt, wird er es wegen der geringeren Kopplungen meist auch nicht am langwelligen Ende tun. Eine zu hohe Neutralisation ergibt selbstverständlich Verstärkungsverminderung. Gerade für die Neutrodyn-Schaltung müssen die HF-Verstärker so gebaut werden, dass zwischen den Kreisen möglichst geringe magnetische Kopplung besteht, da diese eine genaue Neutralisation aus Phasengründen sehr erschwert oder



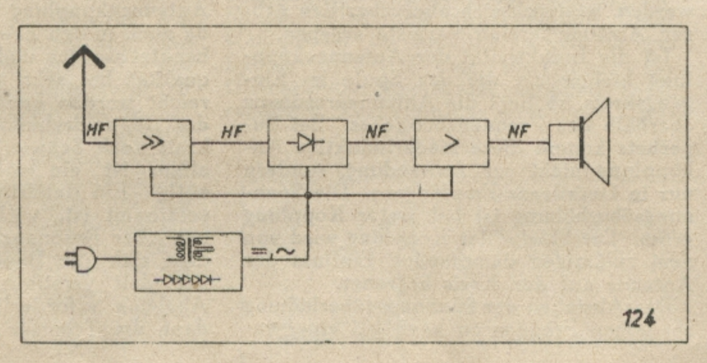
127. Neutrodyn-Schaltung bei einer HF-Triode zur Entkopplung des Gitterkreises vom Anodenkreis.

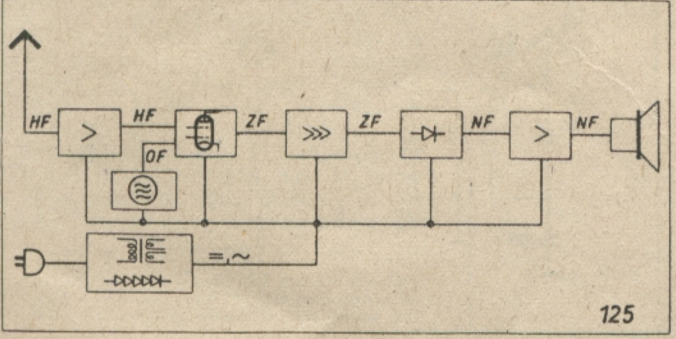
unmöglich macht. Die kapazitiven Kopplungen in modernen Empfängerpentoden sind durch das Schirmgitter viel geringer als in den Trioden, daher ist die Neutrodyn-Schaltung unmodern geworden.

Die Antennen-Ankopplung.

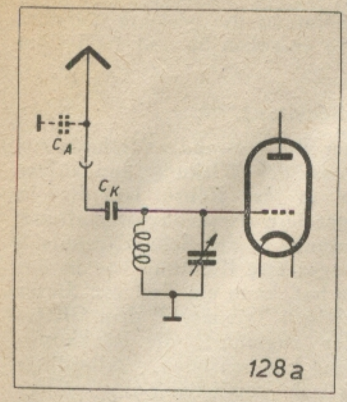
Von der Antenne gelangt die Hochfrequenzspannung über die Antennenkopplung auf den ersten Abstimmkreis des Empfängers; an dem Eingangskreis entsteht eine erhöhte Spannung der Frequenz, auf die er abgestimmt ist. Die Resonanzüberhöhung soll über den ganzen Abstimmbereich gleichmässig und möglichst gross sein. Die Ankopplung der Antenne darf den Eingangskreis nur wenig verstimmen, da sonst die Abstimmung des Gerätes bei verschiedenen Antennen nicht die gleiche ist. Ausserdem soll die Ankopplung so ausgeführt sein, dass der Resonanzkreis von der Antenne wenig gedämpft wird. Denn die Antenne hat einen Widerstand, der sich aus Ohm'schen, kapazitiven und induktiven Gliedern zusammensetzt. Der Antennenwiderstand wirkt, durch die Ankopplung transformiert, auf den Resonanzkreis. Die wesentlichen Grössen sind im Mittel- und Langwellenbereich der Ohmsche Widerstand — der Strahlungswiderstand der Antenne — und die Antennenkapazität. In Superhets sollen ausserdem durch die Antennenankopplung störende Frequenzen unterdrückt werden, die im MW- und LW-Bereich höher als das eingestellte Empfangssignal liegen.

124. Geradeaus-Empfänger aus HF-Verstärker, Gleichrichter, NF-Verstärker, Lautsprecher und Stromversorgungsteil.

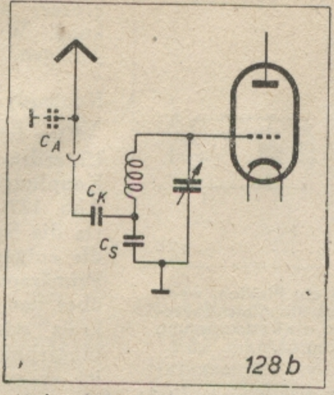




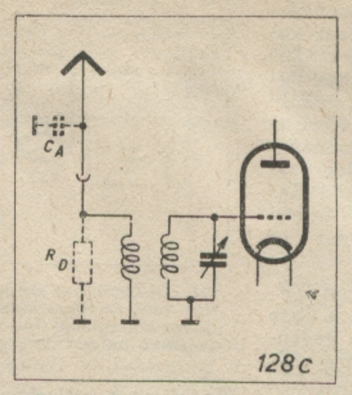
125. Superhet aus HF-Vorverstärker, Oszillator, Mischstufe, ZF-Verstärker, Gleichrichter, NF-Verstärker, Lautsprecher und Stromversorgungsteil.



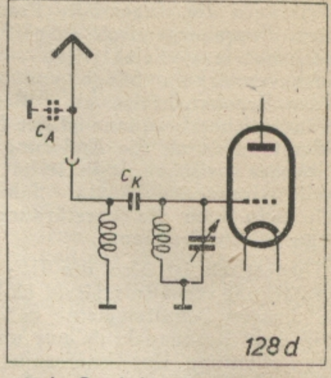
128a. Kapazitive Antennenkopplung an der Gitterseite des Eingangskreises.



128b. Antennenkopplung mit Serienkondensator im Schwingkreis.



128c. Antennenkopplung mit Ankopplungsspule.



128d. Gemischte Antennenkopplung zur Erzielung einer frequenzunabhängigen Ankopplung.

Die Spannungsüberhöhung ist um so grösser, je fester die Antennenkopplung und je höher der Resonanzwiderstand des Kreises ist. Gleichzeitig wird jedoch bei fester Ankopplung der Kreis durch die Antenne gedämpft und verstimmt.

Man unterscheidet kapazitive, induktive und gemischte Antennen-Ankopplungen. Die einfachste Ankopplung wird durch einen Kondensator C_K erreicht, der das obere Ende des Schwingkreises mit der Antenne verbindet (Abb. 128a). Die Serienschaltung von Koppelkondensator C_K mit der Antennenkapazität C_A liegt direkt parallel zur Schwingkreiskapazität.

Bei kleiner Kapazität des Drehkondensators wird die Antennenkapazität den Kreis besonders stark verstimmen. Ausserdem ist bei diesen höheren Frequenzen die Reaktanz des Koppelkondensators kleiner als bei niedrigen Frequenzen. Bei einer kapazitiven Kopplung an das obere Ende des Schwingkreises wird also die Kopplung bei hohen Frequenzen fester sein. Ausserdem steigt bei hohen Frequenzen der Kreiswiderstand, wie wir es bei den Schwingkreisen besprochen hatten. Wäre die Antennenkopplung über den ganzen Abstimmbereich konstant, so würde also die Spannung am Schwingkreis sich trotzdem mit der Abstimmung ändern. Die Ankopplung ist daher so zu bemessen, dass sie dieser Wirkung entgegengerichtet ist, d. h. bei hohen Frequenzen muss die Ankopplung lose sein.

Eine kapazitive Kopplung an das untere Ende des Schwingkreises hat diese Wirkung (Abb. 128b). Die Serienkapazität C_S liegt direkt im Schwingkreis; sie verkleinert die wirksame Kapazitätsvariation des Drehkos. Um eine störende Bereichseinschränkung zu vermeiden, muss die Serienkapazität ein Vielfaches der maximalen Drehko-Kapazität betragen. Bei dieser Anordnung ist der verstimmende Einfluss der Antenne klein, da die Antennenkapazität parallel zur grossen Serienkapazität liegt. Auch die Spannungsüberhöhung im gesamten Abstimmbereich ist gleichmässig.

Die Nachteile dieser Schaltung sind die Verkleinerung des Abstimmbereiches und Verluste an Antennenspannung durch die Spannungsteilung C_K und C_S. Ausserdem ist der kapazitive Widerstand von C_S für Niederfrequenzspannung gross. Deshalb wird der von der Antenne aufgenommene Netzbrumm nicht kurzgeschlossen, sondern gelangt über die Kreisspule an das Gitter der ersten Röhre, wodurch Brummstörungen hervorgerufen werden können.

Bei der induktiven Kopplung liegt die Antenne an dem oberen Ende einer Spule (Abb. 128c). Durch die Trennung von Eingangs- und Antennenkreis werden Brummstörungen verhindert. Die in dieser Antennenspule auftretende HF-Spannung wird auf die Schwingkreisspule durch Induktion übertragen. Die Grösse der Kopplung wird von dem Verhältnis der Windungszahlen der Antennen- und Kreisspule und der Spulenanordnung bestimmt. Die Kopplung ist lose, wenn die Spulenachsen senkrecht zueinander stehen oder der Abstand gross ist.

Die Antennenkapazität liegt parallel zur Antennenspule und bildet mit dieser einen Resonanzkreis. Liegt die Resonanzfrequenz dieses Kreises unterhalb der niedrigsten Frequenz des eingeschalteten Frequenzbereiches, so spricht man von einer hochinduktiven Antennenkopplung. Diese Ankopplung hat den grossen Vorteil, dass die Antenne den Kreis nur unbedeutend verstimmt und dämpft und ausserdem im Superhet die Störfrequenzen unterdrückt. Der Nachteil ist die geringe Spannungsübertragung.

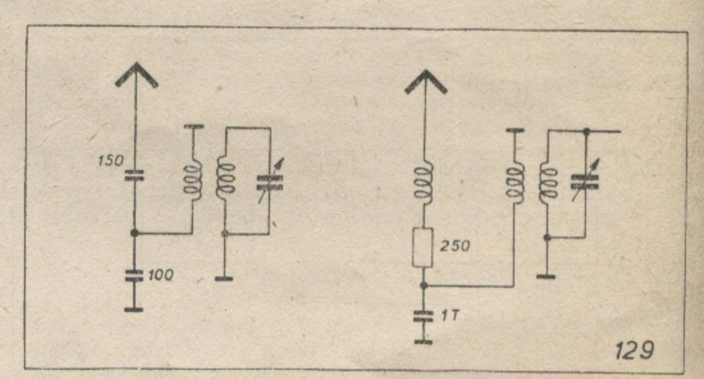
Die Eigenfrequenz des Antennenkreises liegt im Abstimmbereich, wenn die Antennenspule etwa die gleiche Induktivität wie die Spule des Eingangskreises hat. Die Frequenzen, die in der Nähe dieser Resonanzfrequenz liegen, werden besonders hervorgehoben. Durch einen parallel zur Antennenspule geschalteten Widerstand RD, kann diese Resonanz gedämpft werden, wodurch sich aber über den ganzen Abstimmbereich Verluste ergeben.

Ist die Induktivität der Antennenkopplung kleiner als die der Spule im Eingangskreis, so liegt die Antennenresonanz oberhalb des Frequenzbereiches. Bei Superhets kommt diese niederinduktive Ankopplung nicht zur Anwendung, sondern nur in Geradeaus-Empfängern. Die Spannungsüberhöhung ist bei fester Kopplung gross. Die Stärke der Kopplung wird von dem zulässigen dämpfenden Einfluss der Antenne auf den Kreis begrenzt.

Das Absinken der Spannungsüberhöhung bei hohen Frequenzen kann bei einer induktiven Kopplung durch eine zusätzliche kapazitive Kopplung ausgeglichen werden. Mit dieser gemischten Ankopplung erhält man eine grosse Spannungsüberhöhung, die über den ganzen Abstimmbereich konstant ist (Abb. 128d). Die gemischte Antennenkopplung wird fast immer in Schaltungen mit Bandfilter-Eingangskreisen angewandt. Man benutzt in grösseren Empfängern oft für jedes Band eine andere, spezielle Art der Ankopplung und ausserdem in jedem Band kombinierte kapazitiv-induktive Kopplung, die eine möglichst gleichmässige Übertragungsqualität ergibt. Als weitere Beispiele zeigt Abb. 129 zwei Anordnungen, durch die die Kopplung im gesamten Rundfunkband ausgeglichen werden kann.

Bandfilter-Eingangskreise.

Eine Verbesserung der Eingangskreise erhält man durch Verwendung von Bandfilterschaltungen. Wir erinnern noch einmal, dass die Durchlasskurven der Bandfilter breitere Maxima und steilere Flanken haben als einfache Resonanzkreise. Da Bandfilter aus zwei abgestimmten Kreisen bestehen, benötigt man dann im Eingangskreis einen Zweifachdrehkondensator. Verwendet werden solche Bandfiltereingangskreise gemeinsam mit Schaltungen frequenzunabhängiger Antennenkopplung vor allem in Supern, da auch in den ZF-Verstärkern Bandfilter benutzt werden und so eine optimale Tonqualität bei sehr guter Trennschärfe erreicht werden kann. Allerdings bringt der Doppeldrehkondensator im Eingangskreis auch Schwierigkeiten mit sich. Vor allem ist ein vollkommener Gleichlauf nötig. Ein Bandfilter, dessen einer Kreis verstimmt ist, wirkt schlechter als ein einfacher Resonanzkreis. Oft findet man, dass sich die Bandfilterkreise im Laufe der Zeit verstimmen, sodass ein Neu-Abgleich erforderlich wird. Es müssen dann die Trimmer und die Spulen nach-



129. Spezialausführungen induktiver Antennenkopplung.

gestimmt werden. Die veränderlichen Induktivitäten von Spulen mit HF-Eisenkern werden mittels ihrer Abgleichschrauben aus dem gleichen Material auf den gewünschten Wert eingestellt.

Der Wellenschalter.

Neben den elektrischen Teilen, den Kondensatoren und Spulen, ist der Wellenschalter ein typisches Element im HF-Teil eines Radioapparates. Die Qualität des Wellenschalters (Abb. 130, siehe Bilderanhang) ist bei der Beurteilung der Güte des technischen Aufbaus eines Empfängers von entscheidender Bedeutung. Mit dem Wellenschalter werden äusserst kleine Spannungen geschaltet und jedes von ihm verursachte Kratzgeräusch wird von allen Stufen verstärkt. Diese Kratzgeräusche entstehen an den Übergangswiderständen der Wellenschalterkontakte, die im Schwingkreis liegen und daher verhältnismässig hohe Ströme schalten. Die Kontaktwiderstände sollen deshalb nicht nur so klein wie möglich, sondern auch konstant sein. Ausserdem muss er — um keine unerwünschten Kopplungen hervorzurufen — möglichst geringe Kapazitäten von Kontakt zu Kontakt und — um die Abstimmungen nicht zu fälschen — möglichst geringe Kapazitäten von jedem Kontakt nach Masse besitzen.

Für die Lebensdauer des Wellenschalters ist das Kontaktmaterial von ausschlaggebender Bedeutung. Es gibt Kontakte, die binnen weniger Monate von einer Oxydschicht überzogen sind und dann entweder wie sehr hohe Serienwiderstände oder wie Unterbrechungen wirken. Die Reibkontakte sind so konstruiert, dass sie sich durch eigenen Federdruck bei jedem Umschalten wieder blank reiben. Es ist gut, wenn man sich angewöhnt, bei jeder Reparatur selbstverständlich den Wellenschalter zu reinigen, wofür sich in vielen Fällen das Ausspritzen mit Tetrachlorkohlenstoff, gefolgt von mehrmaligem Hin- und Herschalten, bewährt hat. Auch feiner Kontaktschmirgel ist zum Säubern der einzelnen Kontakte brauchbar. Ein grosser Teil aller im HF-Verstärker auftretenden Fehler kann im Wellenschalter gefunden werden.

ZF-Verstärker.

ZF-Stufen arbeiten im Prinzip wie HF-Stufen. Sie sind jedoch auf eine feste Frequenz, nämlich die ZF, abgestimmt. Als Kopplungsglieder zwischen den Röhren dienen die bereits besprochenen Bandfilter. Da der ZF-Verstärker die höchste Verstärkung des ganzen Supers ergibt und ausserdem für die gute Selektivität verantwortlich ist, muss auf ihn die grösste Sorgfalt verwandt werden. Um die genaue Abstimmung der Bandfilter nicht zu gefährden, sollte man nie an den ZF-Filtern etwas ändern, bevor man sicher ist, dass in ihnen die Fehlerursache liegt.

Abschirmungen.

Um eine Kopplung zwischen den einzelnen Kreisen zu vermeiden, werden sie voneinander getrennt und abgeschirmt eingebaut. Die ZF-Filter sind allgemein in Abschirmbechern, den sogenannten ZF-Bechern, untergebracht, wogegen die Eingangskreise häufig unabgeschirmt unter dem Chassis liegen, das — wenn die ZF-Kreise auf ihm stehen — die Funktion der Abschirmung zwischen ZF und HF übernimmt. Zur Abschirmung von HF benutzt man heute meist Aluminium, früher auch Kupfer. Lose Abschirmungen können die Quellen vieler Störungen und unangenehmer Fehler in Radioapparaten sein. Sie können Pfeifen, dauerndes oder periodisches Kratzgeräusch, Kurzschlüsse und manche andere Unannehmlichkeit hervorrufen. Eine schlechte Abschirmung gibt oft mehr Fehler als eine überhaupt nicht vorhandene. Da die Abschirmungen einen merkbaren Einfluss auf den Abgleich ausüben, müssen vor dem Abgleichen oder Neutralisieren alle Abschirmungen befestigt sein. Für den Abgleich haben die Abschirmkappen über allen variablen Elementen Ausschnitte.

Zweikreis-HF-Stufe.

Abb. 131 zeigt die HF-Stufe des Zweikreisers Tekade Herzog W 1. (EVa Nr. 22 Seite 1909.) Bevor die HF den Vorkreis erreicht, kann sie über einen Sperrkreis geleitet werden. Dieser lässt sich auf einen störenden Sender abstimmen, für den er dann einen hohen Vorwiderstand bildet, und kann so einen Ortssender unterdrücken, der leisere Sender zudeckt. Er stellt als Parallel-Resonanzkreis für die Störfrequenz einen hohen Vorwiderstand vor dem Vorkreis dar. Statt eines Parallel-Resonanzkreises als Vorwiderstand werden auch Serienkreise als Nebenwiderstand für Sperrkreise benutzt. Sein Wellenbereich wird hier mit dem Wellenschalter ebenso wie alle anderen Kreise umgeschaltet; bei Mittelwelle (M) ist seine untere Spule kurzgeschlossen.

Die Ankopplung des Gitterkreises an die Antennenspule ist induktiv. In beiden liegen die Mittel- und Langwellenspulen in Serie; bei Mittelwelle ist die Langwellenspule kurzgeschlossen, wogegen bei Langwelle die Summe beider die abgestimmte Induktivität bildet. Die Trimmer, parallel zu den Sekundärspulen, dienen zur Gleichlaufeinstellung gegenüber dem zweiten Kreise.

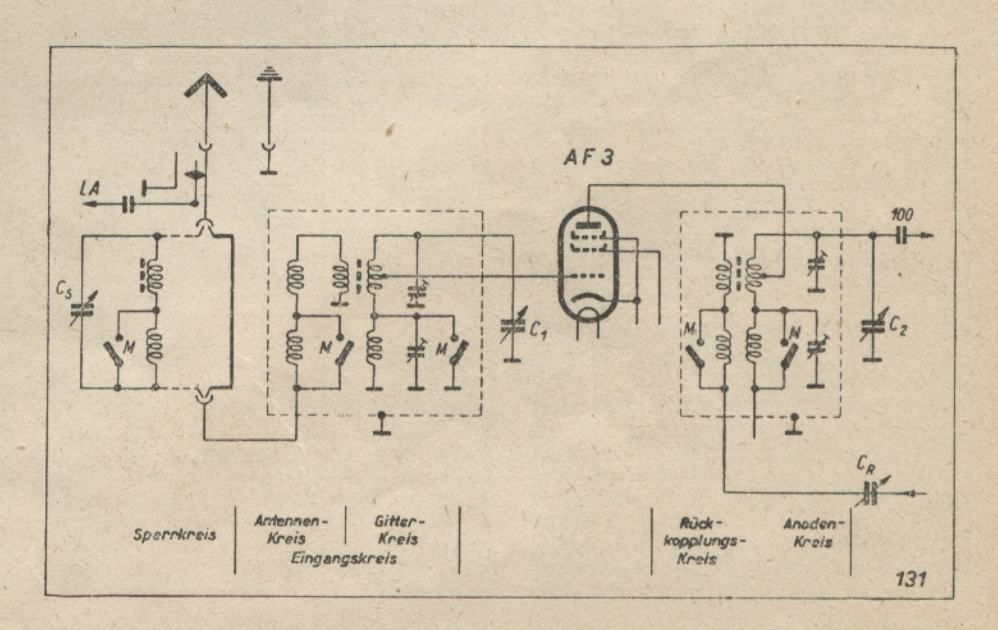
Die von der AF 3 verstärkte Spannung entsteht an dem abgestimmten Anodenkreis, der genau wie der Gitterkreis aufgebaut ist und seine HF-Spannung dem Empfangsgleichrichter über 100 pF zuführt. Über den Rückkopplungs-Drehkondensator C_R und die beiden übrigen Spulen wird HF von der Anode der Gleichrichterröhre zurückgekoppelt. Diese regelbare Rückkopplung dient zur Empfindlichkeitssteigerung. Um ein Schwingen der Stufe zu vermeiden, sind beide Resonanzkreise abgeschirmt und ihre Abschirmungen geerdet. Ähnlich wie diese Standardanordnung mit Serienschaltung der einzelnen Kreise sind auch Eingangskreise oder HF-Vorstufen von vielen einfachen Supern ausgeführt. Allerdings fällt bei ihnen die Rückkopplung fast immer weg.

Bandfilter-Eingangsstufe.

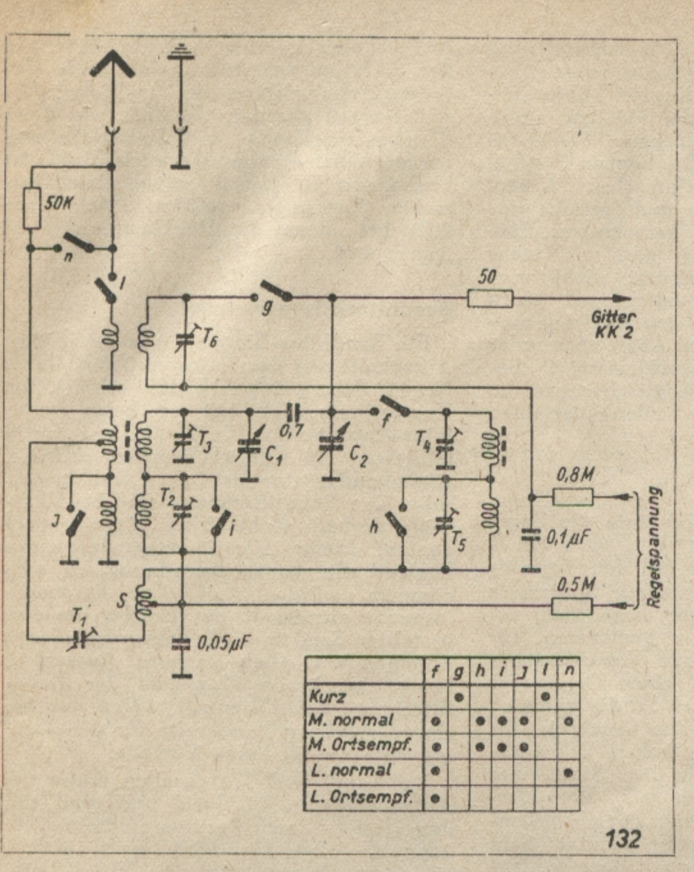
Ein Bandfilter-Eingangskreis sei an dem Ausschnitt aus dem Minerva 395 B (EVa. Nr. 11, Seite 1106) Abb. 132 erklärt. Im Kurzwellenbereich hat er keine Bandfilter-Anordnung. Die Kontakte l und g schliessen die Kurzwellenspulen an; Abstimmkondensator ist der Drehkondensator C_2. Bandfilterkreise sind bei Kurzwelle deshalb nicht üblich, da eine prozentual kleine Verstimmung des einen Kreises die ganze Anordnung so verstimmen würde, dass ihre Resonanzfrequenz ausserhalb des Bandes des eingestellten Senders liegt. Dies würde jeden Empfang unmöglich machen. Ausserdem bringt das breite Maximum der Bandfilterkurve bei Kurzwelle wegen der geringen relativen Bandbreite für die Übertragungsqualität keine Vorteile.

Bei Lang- und Mittelwellen liegen die Antennenspulen in Serie und sind mit dem ersten Bandfilterkreis induktiv gekoppelt. Zur Erzielung einer gleichmässigen Übertragung im Mittel- und Langwellenbereich dient die Serienschaltung aus dem Trimmer T_1 und der Spule S. Die beiden Bandfilterkreise, deren erster mit dem Drehkondensator C_1 abgestimmt wird, sind über 0,7 pF kapazitiv und ausserdem über den oberen Teil der Spule S gekoppelt. Kontakt f verbindet den Drehkondensator C_2 mit den Spulen des zweiten Kreises. Die 5 Trimmer T_2 bis T_6, parallel zu den einzelnen Resonanzkreisen, dienen zum exakten Abgleich.

Bei Ortsempfang kann die Eingangsamplitude verringert werden, indem man die HF dem Lang- oder Mittelwellenkreis über einen Dämpfungswiderstand von 50 Kiloohm zuführt. Dieser wird von dem Kontakt n bei den Schalterstellungen: Mittelwellen- oder Langwellen-Ortsempfang eingeschaltet. Der 50 Ohm-Widerstand in der Gitterleitung dient zur Unterdrückung von Störschwingungen. Gezeichnet ist die Stellung Mittelwelle-normal.



131. HF-Stufe für Mittel- und Langwellen mit Sperrkreis und Rückkopplungsspule. Die Kontakte M sind bei Mittelwelle geschlossen.



	f	g	h	i	J	l	n
Kurz		•				•	
M. normal	•		•	•	•		•
M. Ortsempf.	•		•	•	•		
L. normal	•						•
L. Ortsempf.	•						

132. Bandfilter - Eingangskreis für drei Wellenbereiche mit fünf Wellenschalter-Stellungen.

Die relative Bandbreite.

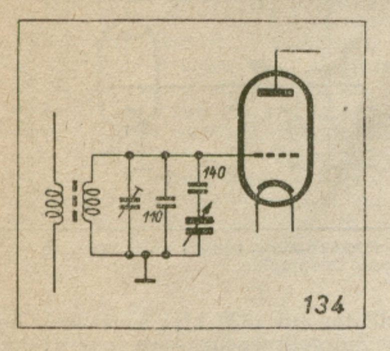
Ein normaler Drehkondensator ändert seine Kapazität von minimal 50 auf maximal 500 pF, also 1 : 10, und daher die Resonanzfrequenz eines Kreises um 1 : 3. Deshalb überstreicht normalerweise ein Band einen Frequenz- bzw. Wellenlängenbereich von 1 : 3. Die drei Frequenzbänder: Langwellen von 150—450 kHz entsprechend 2000—700 m, Mittelwellen von 500—1500 kHz entsprechend 600—200 m, Kurzwellen von 6000—18 000 kHz entsprechend 50—17 m, haben den genannten Umfang. Das Frequenzband eines amplitudenmodulierten Senders ist in allen Bereichen gleichmässig 9000 Hz = 9 kHz. Dies sind im Langwellenbereich 3%, im Mittelwellenbereich 1% und im Kurzwellenband 1‰ der mittleren Frequenz. Diese Werte stellen die relativen Bandbreiten dar, die man auch als Breite des Senders auf der Skala beim Einstellen feststellt. Die relative Bandbreite ist also im Kurzwellenbereich nur ca. 1/10 der bei Mittelwellen. Daher lassen sich Kurzwellensender soviel schwerer genau einstellen und verschwinden durch Verstimmung des Apparates soviel leichter als Stationen grösserer Wellenlängen.

Banddehnung.

Abb. 133, die Vorstufe des Supers Schaub SG 42 (EVa. Nr. 18, Seite 1676/77), zeigt, wie man die Einstellung von Kurzwellen-Sendungen verbessern kann. Er besitzt sieben verschiedene Wellenbereiche und hat daher sowohl im Gitterkreis als auch im Anodenkreis sieben parallel geschaltete Resonanzkreise. Die Anordnung ist so, dass immer der Kreis wirkt, bei

133. HF-Stufe eines Supers mit Lang- und Mittelwellen- Bereich und fünf gedehnten Kurzwellen-Bändern.

dem die drei Wechselkontakte die oberen Kontakte (x) schliessen, während alle anderen über y an Masse liegen. Wenn



134. Resonanzkreis mit Padding und Paralleltrimmer zur Banddehnung.

man dies bei Lang- (L) und Mittelwellen (M) verfolgt, sieht man, dass die Kreise statt in Serie, wie bei den bisherigen Beispielen, parallel geschaltet sind. Im Bereich Kurz 1 (K 1) ergibt sich für den Vorkreis — und entsprechend für den Anodenkreis — die in Abb. 134 noch einmal getrennt gezeichnete Anordnung. Das Neue ist hieran der in Serie mit dem Drehkondensator liegende Festkondensator von 140 pF, der Padding genannt wird, und der 110 pF-Parallelkondensator.

Wir wollen nun sehen, welche Folgen diese zusätzlichen Teile auf den Frequenzbereich haben. Wenn der Drehkondensator im Minimum 50 pF erreicht, hat die Serienschaltung mit den 140 pF, wie sie sich aus der Formel für die Serienschaltung von Kapazitäten:

$$C = C_1 \cdot C_2 : (C_1 + C_2)$$

errechnet, den Wert:

$$C_{min} = 140 \cdot 50 : (140 + 50) = 37 \text{ pF} \quad 88)$$

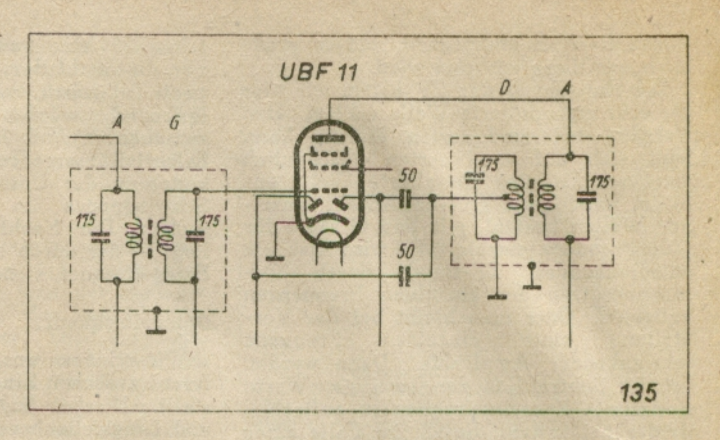
Entsprechend wird das Maximum, wenn der Drehkondensator 500 pF erreicht:

$$C_{max} = 109 \text{ pF.} \quad 89)$$

Zu diesen beiden Werten addieren sich jeweils die 110 pF des Parallelkondensators. Dies ergibt 147 bzw. 219 pF. Die gesamte Änderung der Abstimmkapazität ist also in diesem Falle nur 1 : 1,5, was einer Frequenzänderung von 1 : 1,25 entspricht. Dies ist aber praktisch der Wert, der als Bandbreite des Bereiches K_1, der den kurzwelligsten Teil des Kurzwellenbandes darstellt, in der Schaltung angegeben ist. Dadurch, dass der ganze Abstimmbereich die Frequenz nur noch um 25% ändert, lässt sich ein Sender, der ca. 1‰ relative Bandbreite besitzt, hiermit viel besser einstellen, als im Normalfall, wo sich im ganzen Bereich die Frequenz um 1 : 3, d. h. also um 200% änderte. Es ist ersichtlich, dass die Senderbreite in diesem gedehnten Kurzwellenband etwa genau so viel ausmacht, wie in einem normalen Mittelwellenband. Und dies ist der Grund, weshalb die Einstellung in einem derart „gespreizten" Kurzwellenband ebenso bequem und genau ist wie im Mittelwellenband. Das gezeichnete Gerät enthält ausserdem noch zwei gespreizte Kurzwellenbänder, die das Gebiet von 18,5—40 m überstreichen und zwei weitere von 39—210 m. Von den letzteren ist das von 39—45 m durch den 120 pF-Parallelkondensator, aber ohne Padding, noch etwas gedehnt, wogegen das letzte die normale Breite von 1 : 2,9 besitzt. Die Antennenzuführung verläuft über einen Sperrkreis, der, fest eingestellt, ZF-Störungen unterdrückt. Die übrigen Schaltelemente bringen nichts Neues.

Wenn wir hier drei verschiedene HF-Anordnungen besprochen haben, so war dies nur eine kleine Auswahl typischer Vertreter. Gerade in HF-Kreisen ist die Mannigfaltigkeit so gross, und werden laufend noch Verbesserungen angebracht, dass es unmöglich ist, alle Varianten auch nur zu erwähnen. Deshalb sollte man sich, nachdem man diese Beispiele gründlich studiert hat, einige beliebige Schaltbilder vornehmen und die HF-Kreise durchdenken und evtl. zum besseren Verständnis einzeln für die verschiedenen Wellenbereiche herauszeichnen. Nur durch dauernde Übung kann man die Schaltung aller HF-Kreise erkennen lernen, und erst die Praxis zeigt hier alle Verschiedenheiten.

135. ZF-Stufe mit Duodiode-Pentode.



Eine ZF-Stufe.

Im Gegensatz hierzu herrscht im ZF-Verstärkerbau eine grössere Einheitlichkeit. In der Schaltung 135 sieht man zwei ZF-Kreise aus zweikreisigen Bandfiltern, die sämtlich genau gleichmässig aufgebaut sind. Die Anodenkreise (A) liegen in Serie mit der Anodenleitung, der Gitterkreis (G) ist an die Regelspannung angeschlossen, und der Demodulatorkreis (D) zeigt die einzige Abweichung mit seinem Mittelabgriff. Die Unterschiede in ZF-Verstärkern treten meist nur durch Anordnungen für regelbare Bandbreite und im Anschluss des Empfangsgleichrichters auf.

XIV. SUPER-SCHALTUNGEN

ÜBERLAGERUNG · DER RÜCKGEKOPPELTE GLEICHRICHTER · ZWISCHENFREQUENZEN · SPIEGELFREQUENZ · SELEKTIVITÄT U. VERSTÄRKUNG · SPIEGELFREQUENZ-UNTERDRÜCKUNG · EINBEREICH-SUPER · DOPPELSUPER · FREQUENZ-SCHWANKUNGEN · DER OSZILLATOR · DIE VORSPANNUNG DES OSZILLATORS · OSZILLATORPRÜFUNG · FREQUENZVERWERFUNGEN · TRIODEN-HEXODENSTUFE · SERIEN- UND PARALLELSPEISUNG · DER PADDING · DER HEXODENTEIL · OKTODENSTUFE · HEPTODEN · OSZILLATOR UND MISCHSTUFE GETRENNT · TEDRODENSTUFE.

Wir haben schon erwähnt, dass es neben Geradeaus-Empfängern die Super oder Überlagerungs-Empfänger gibt. An einem Blockschema wurden ihre Besonderheiten aufgezeigt. Jetzt sollen Oszillator und Mischstufe, die Charakteristika des Überlagerungs-Empfängers, näher untersucht werden. In der Mischstufe wird einer Mischröhre ausser der Eingangs-HF eine zweite Frequenz zugeführt. Im Ausgangskreis derselben entstehen dann neben der Eingangsfrequenz und der Oszillatorfrequenz Kombinationsfrequenzen, unter ihnen auch die Differenz von HF und Oszillatorfrequenz (OF). Da die modulierte Eingangsspannung nicht einer einzelnen Frequenz entspricht, sondern einem ganzen Band, ergibt sich demgemäss ein Differenzfrequenzband zwischen HF und OF. Dies besitzt dieselbe Breite wie das HF-Band. Es wird dem auf die ZF abgestimmten ZF-Verstärker zugeführt. Damit diese Differenzfrequenz im ganzen Wellenbereich konstant bleibt, muss die OF mit der Abstimmung mitlaufen.

Ein Resonanzkreis als Arbeitswiderstand der Mischröhre, der auf die ZF abgestimmt ist, sorgt dafür, dass die übrigen Frequenzen nicht wirksam werden.

Überlagerung.

Die Erzeugung der Zwischenfrequenz ähnelt der Entstehung von akustischen Schwebungen, wenn zwei eng benachbarte Töne gleichzeitig wirken. Dies zeigt Abb. 136. In dieser Figur ist eine Schallschwingung f_1 durch eine ausgezogene Linie, die andere f_2 durch eine gestrichelte angedeutet. Im gleichen Zeitintervall hat f_1 6 und f_2 4 Perioden. Zur Überlagerung bilden wir nun Punkt für Punkt die Differenzen der Amplituden von f_1 und f_2 und erhalten den punktierten Schwingungszug $a_1 — a_2$. Dieser schwankt in seiner Amplitude. Diese Amplitudenschwankungen oder Schwebungen haben eine Frequenz, die der Differenz $f_1 — f_2$ entspricht, was man durch Abzählen sofort bestätigt findet.

Im elektrischen Fall haben wir also eine Amplitudenmodulation des Schwingungszuges $a_1 — a_2$ mit der Frequenz $f_1 — f_2$.

Bei der Überlagerung zweier Hochfrequenzen zur Differenzbildung ist der Anodenkreis der Mischröhre auf die Fre-

quenz $f_1 - f_2$ abgestimmt, sodass praktisch nur diese wirksam wird.

Die Entstehung der ZF haben wir hier für eine unmodulierte Welle erklärt. Den Vorgang bei modulierten Wellen kann man sich auf zwei Arten anschaulich machen: Da eine modulierte Welle aus einem Band einer grossen Anzahl einzelner Wellen besteht, gilt das Gesagte für jede Frequenz einzeln. Es wird also ein entsprechendes ZF-Band durch Zusammensetzen der einzelnen Frequenzen auftreten. Oder man bleibt bei der Vorstellung einer einzelnen Frequenz schwankender Amplitude. Dann werden bei der Subtraktion der jeweiligen Werte modulierte Zwischenfrequenzen auftreten. Beides zeigt, dass die ZF im Falle einer modulierten Eingangsfrequenz genau so moduliert ist wie diese.

Der rückgekoppelte Gleichrichter.

Ein rückgekoppelter Gleichrichter arbeitet nach demselben Überlagerungsprinzip, um unmodulierte Telegraphiesender zu empfangen, d. h. Sender, die bei der Übertragung von Morsezeichen nur die unmodulierte HF tasten, im Gegensatz zu solchen, die die Morsezeichen durch Tasten eines Tones aussenden. Wenn man eine solche Station mit einem einfachen nicht rückgekoppelten Gerät empfangen würde, so würde am HF-Gleichrichter nur eine getastete HF liegen, die also nur nicht abhörbare Gleichspannungsimpulse ergeben würde. Man lässt daher die Gleichrichterröhre mit einer Frequenz schwingen, die etwa 800—1000 Hz neben der Eingangsfrequenz liegt. Aus ihr und der getasteten Eingangs-HF entsteht in der Gleichrichterröhre die hörbare Differenz, wodurch die Morsezeichen empfangen werden können. Ein Anoden-Überbrückungskondensator, der bei diesen Gleichrichtern immer zum Kurzschliessen von HF-Resten vorhanden ist, unterdrückt alle unerwünschten Frequenzen, da diese sämtlich höher als die Differenzfrequenz liegen. Abb. 137 zeigt ein rückgekoppeltes Audion, das die besprochene Wirkung hat.

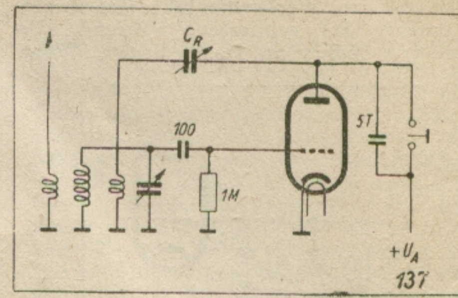
Zwischenfrequenzen.

Als Zwischenfrequenzen in Supern hat man die verschiedensten Frequenzen zwischen 25 kHz und 3 MHz ausprobiert. Für die Wahl der Zwischenfrequenz sind zwei Tatsachen entscheidend: Im Rundfunkband würden Zwischenfrequenzen zwischen 30 und 70 kHz eine sehr hohe Selektivität ergeben und wenig Schwierigkeiten in der Unterdrückung von wilden Schwingungen im ZF-Verstärker verursachen. Der Nachteil einer niederen ZF liegt in der durch sie bedingten, geringen Spiegelfrequenzsicherheit.

Spiegelfrequenz.

Wir erinnern uns, dass die ZF die Differenz zwischen Eingangs-HF und OF darstellt. Hierbei liegt die OF im Mittel- und Langwellenbereich grundsätzlich über der HF, was aber für das Prinzip der Mischung nicht notwendig wäre. Wir nehmen nun an, dass eine Frequenz von 900 kHz empfangen wird und die ZF nur 100 kHz beträgt. Dann muss die OF 1000 kHz sein. Aber mit dieser ergibt auch eine Station bei 1100 kHz eine Differenz von 100 kHz. Deshalb würden beide Frequenzen von dem Super gleichzeitig empfangen, wenn nicht die eine Frequenz schon vor der Mischung stärker geschwächt würde als die andere. Der Abstand der Spiegelfrequenz von der Oszillatorfrequenz ist ebensogross wie der Abstand zwischen der gewünschten Frequenz und der Oszillatorfrequenz. Bei einem Spiegel scheint das Bild genau so weit hinter dem Spiegel zu liegen, wie der Gegenstand vor dem Spiegel liegt. Hieraus entstand der Name Spiegelfrequenz.

Um Störungen durch auf der Spiegelfrequenz arbeitende Sender auszuschalten, muss man Anordnungen treffen, damit diese Frequenz nicht in die Mischstufe gelangt. Hierzu dienen der abgestimmte Eingangskreis und der HF-Vorverstärker. Im Rundfunkband kann man die ganze Spiegelfrequenzschwierigkeit einfach damit überwinden, dass man eine höhere ZF (ca. 470 kHz) benutzt. Das liegt daran, dass bei dieser ZF die Spiegelfrequenzen viel weiter von den gewünschten entfernt, ja sogar ausserhalb des Rundfunkbandes liegen, weshalb an die Selektivität der Eingangskreise geringere Anforderungen gestellt werden können. Bei einer ZF von 470 kHz und der niedrigsten Frequenz des Mittelwellenbandes von 550 kHz muss der



137. Rückkopplungsaudion zum Empfang tonloser Telegraphie.

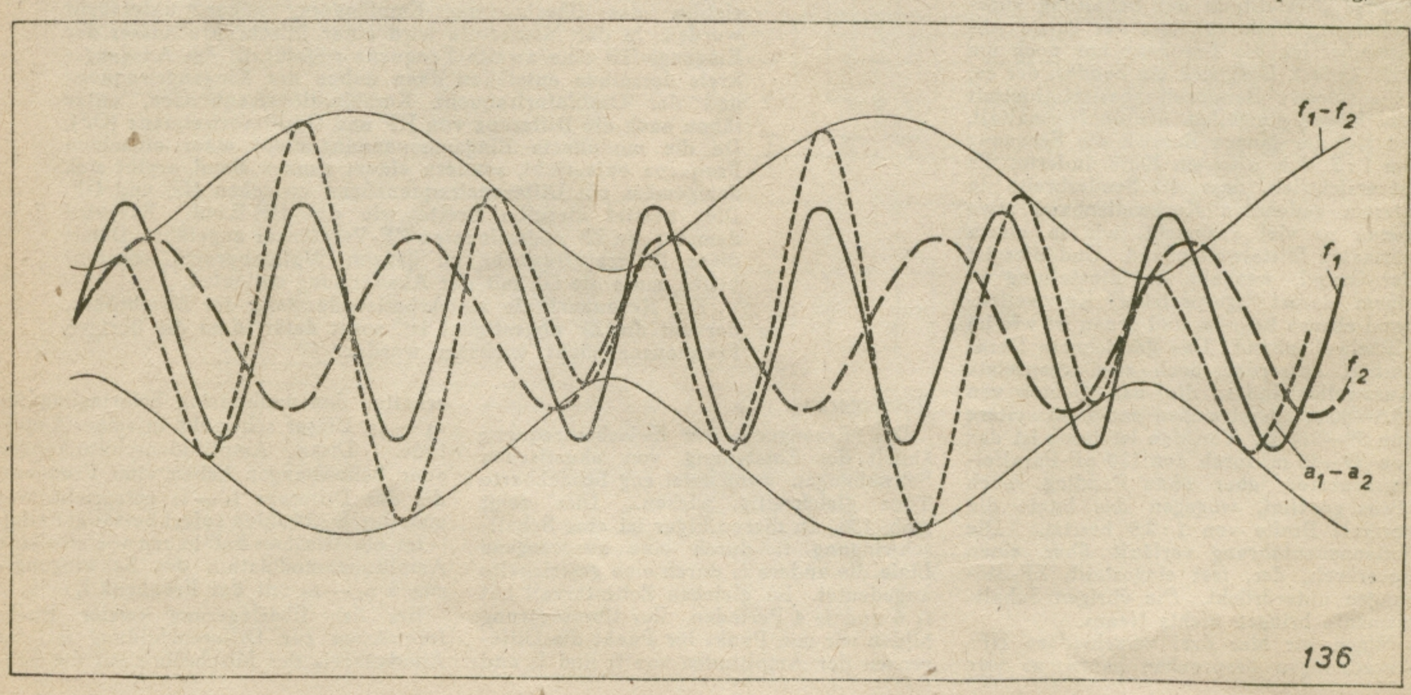
Oszillator auf 1020 kHz abgestimmt sein. Die Spiegelfrequenz liegt um 470 kHz über dieser, d. h. bei 1490 kHz, also am oberen Ende des Rundfunkbandes. Für Frequenzen oberhalb 550 kHz liegt die störende Frequenz ausserhalb des Gebietes, in dem Rundfunksender vorhanden sind. Wenn aber bei der Spiegelfrequenz keine Station liegt, tritt natürlich auch keine Störung ein.

Selektivität und Verstärkung.

Dass eine niedrige ZF eine höhere Selektivität und Verstärkung ergibt, liegt daran, dass bei niedrigerer Frequenz die Resonanzkreise besser sind. Deshalb hat man die ZF gerade so gewählt, dass die Spiegelfrequenzen noch gerade ausserhalb des Bandes liegen, sodass diese ZF die niedrigste ist, bei der die erwünschte Spiegelfrequenzsicherheit garantiert wird. Die beiden gebräuchlichsten Zwischenfrequenzen, nämlich 128,5 und 470 kHz, liegen ausserdem so, dass sie selbst nicht in Rundfunkbereichen liegen. Die niedere Verstärkung bei der höheren ZF wird durch die Verwendung guter Eingangskreise verbessert, die bei der niederen ZF wiederum dazu dienen, eine ausreichende Spiegelfrequenzsicherheit zu erzielen. Es ist international vereinbart, dass direkt neben den beiden genannten Zwischenfrequenzen keine Senderfrequenzen gegeben werden.

Spiegelfrequenz-Unterdrückung.

Man hat auch besondere Eingangsschaltungen entwickelt, um die Spiegelfrequenzen auszuschalten. Abb. 138 zeigt ein Beispiel. Die Wechselspannung, die

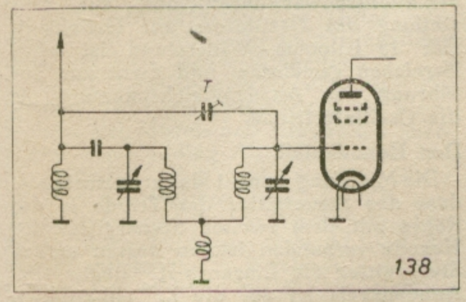


136. Bei der Überlagerung von zwei Frequenzen entsteht ein Schwingungszug, der mit der Differenzfrequenz moduliert ist.

durch den kleinen Trimmer (T) auf das Gitter gelangt, hat entgegengesetzte Phase zu der, die das Bandfilter passiert hat. In ihr sind ausserdem alle Frequenzen im ursprünglichen Verhältnis enthalten, wogegen in der zweiten die eingestellte Frequenz bedeutend stärker ist als alle anderen. Daher kann die erste, wenn sie mit dem Trimmer auf den richtigen Wert eingestellt ist, die unerwünschten Spiegelfrequenzen kompensieren. Allerdings wird die richtige Frequenz auch um ein Weniges geschwächt, was aber im Vergleich zur erhöhten Spiegelfrequenzsicherheit tragbar ist.

Einbereich-Super.

Spezielle Superanordnungen benutzen Zwischenfrequenzen von 1600—1800 kHz. Es handelt sich hier um den Einbereich-Super, dessen Name daher rührt, dass Lang- und Mittelwellen in einem Bereich vereinigt sind. Solche Geräte besitzen statt des abstimmbaren Eingangskreises



138. Bandfilter-Eingangskreis mit Spiegelfrequenz-Kompensation über den Trimmer T.

ein Wellenfilter, das alle Frequenzen zwischen 150 und 1500 kHz durchlässt. Die hohe ZF ist aus zwei Gründen nötig.

Damit der Oszillator auf das ganze Band abgestimmt werden kann, muss er bei einer ZF von 1800 kHz von 1950 bis 3300 kHz regelbar sein, dagegen bei einer ZF von nur 450 kHz von 600—2000 kHz. Das erste ist eine Änderung von 1 : 1,7, das zweite eine solche von 1 : 3,3. Ein normaler Drehkondensator ergibt, wie schon erwähnt, mit einem Regelbereich von 1 : 10 einen Frequenzbereich von maximal 1 : 3,1, der aber durch unvermeidliche Streukapazitäten und Paralleltrimmer zum Abgleich noch etwas verringert wird. Man sieht also, dass bei der hohen ZF die nötige Bandbreite vom Oszillator mühelos, bei der niederen ZF aber gerade nicht mehr überstrichen wird.

Ebenso wichtig ist die hohe ZF aus Spiegelfrequenzgründen. Bei Empfang der niedrigsten Eingangsfrequenz (150 kHz) muss der Oszillator, je nach der ZF, entweder 1950 oder 600 kHz abgeben. Die Spiegelfrequenzen liegen also bei 3750 bzw. 1050 kHz. Bei der höheren ZF liegt diese weit über dem erwünschten Band, bei der normalen aber mitten in demselben. Da diese Geräte aber keine Resonanzkreise als Spiegelfrequenzschutz, sondern nur ein breites Filter besitzen, muss hier unbedingt die Spiegelfrequenz ausserhalb des Bandes liegen. Manche dieser Geräte, wie z. B. der Schaub S 229 W (EVa. Nr. 18, Seite 1680), dessen Eingangskreis Abb. 139 zeigt, unterteilen den durchgehenden Bereich durch Verwendung schmalerer Filter; hierbei bleibt aber das Prinzip — nur der Oszillator wird abgestimmt, hohe ZF — ungeändert. Man spart in dem Einbereich-Super den sonst im Überlagerungs-Empfänger unumgänglichen Mehrfachdreh-Kondensator, was besonders in extrem kleinen Geräten von Vorteil ist, da man als Einfach-Drehkondensatoren solche mit festem Dielektrikum verwenden kann. Einbereich-Superschaltungen werden im Kurzwellengebiet seltener angewandt als im Mittel-Langwellenbereich, da hier auch mit der hohen ZF keine ausreichende Spiegelfrequenzsicherheit erzielt werden kann.

Doppelsuper.

Indem man eine Anordnung mit zwei Zwischenfrequenzen benutzt, kann man die Vorteile der hohen und der niederen ZF gleichzeitig nutzen. Man spricht dann von einem Doppelsuper. Die Ausgangsfrequenz der ersten, normal gebauten Mischstufe wird im ersten ZF-Verstärker, der meist auf ca. 470 kHz abgestimmt ist, verstärkt. In einer zweiten Mischröhre entsteht dann als Differenzfrequenz zwischen dieser und einer zweiten festen OF eine zweite ZF, die unterhalb der ersten z. B. bei 125 kHz liegt. Auf den zweiten Verstärker folgt der Empfangsgleichrichter. Die erste ZF dient zur Ausschaltung von Spiegelfrequenzschwierigkeiten, während die zweite eine gute Verstärkung bringt. Wegen des grossen Aufwandes — Oszillator-Mischstufen verstärken kaum — wird von dieser Möglichkeit nur in seltensten Fällen Gebrauch gemacht.

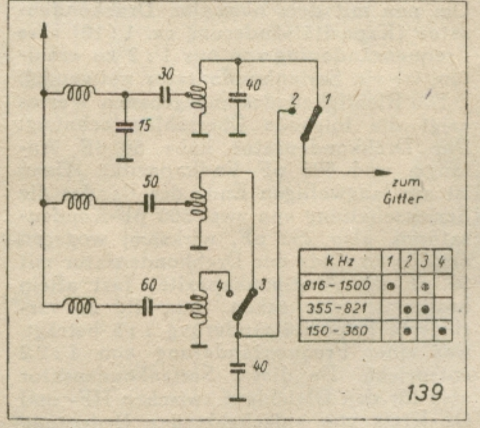
Frequenz-Schwankungen.

Es ist fast unmöglich, Schwankungen der OF bei Temperaturschwankungen oder Netzspannungsschwankungen zu verhindern. Durch diese kann die ZF Werte annehmen, die von dem vorgeschriebenen abweichen. Bei einer hohen ZF wird diese Änderung prozentual geringer sein und daher weniger stören. Dagegen kann bei Benutzung einer niederen ZF die prozentuale Frequenzänderung so gross sein, dass bedeutende Empfangsverschlechterungen festzustellen sind. Eine moderne Methode zur Konstanthaltung der OF wird im Kapitel über die Regler besprochen.

Da Oszillatoren für höhere Frequenzen weniger stabil sind als solche für niedere, legt man die OF im Kurzwellenteil oft unter die Eingangsfrequenz. Es ist selbstverständlich, dass man dies in den anderen Bändern nicht durchführen kann.

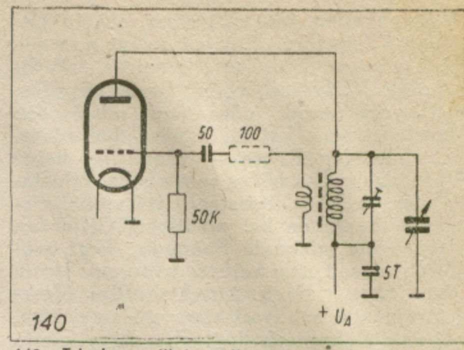
Der Oszillator.

Als Oszillatoren werden sehr verschiedene Schaltungen benutzt. Ein prinzipielles Beispiel zeigt die Abb. 140. Jede Anordnung, die so stark rückgekoppelt ist, dass sie schwingt, ist als Oszillator verwendbar. In den meisten Geräten sind Oszillator und Mischröhre in einem Kolben vereinigt. Hierzu dienen die Trioden-Hexoden (z. B. ECH 11), bei denen die Triode als Oszillator und die Hexode als Mischröhre dient, die Oktoden, bei denen das erste und zweite Gitter als Gitter



kHz	1	2	3	4
816 - 1500	•		•	
355 - 821		•	•	
150 - 350		•		•

139. Unterteiltes Wellenfilter eines Einbereichsupers.



140. Triodenoszillator mit getrennter Anoden- und Gitterwicklung, deren Anschluss so sein muss, dass zwischen Anoden- und Gitter-Wechselspannung eine Phasendifferenz von 180° entsteht.

und Anode des Oszillators und das weitere System als Mischröhre wirken, und — besonders in Amerika — die Heptoden, deren Wirkungsweise der der Oktoden entspricht. Bei der Triode-Hexode wird die erzeugte OF einem der Hexoden-Steuergitter zugeführt. Die notwendige Verbindung ist häufig schon in der Röhre von dem Trioden-Steuergitter zu einem der beiden der Hexode hergestellt. Bei Oktoden und Heptoden spricht man von elektronengekoppelten Anordnungen, weil hier der Elektronenstrom direkt im Oszillatorsystem beeinflusst wird und die Elektronen die Kopplung selbst vermitteln.

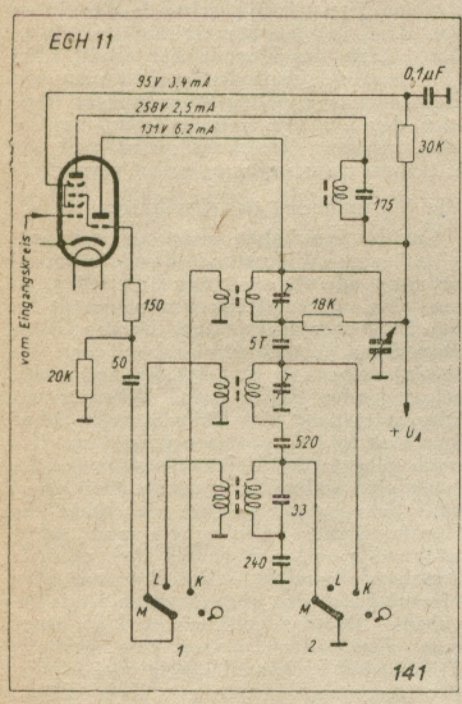
Die Vorspannung des Oszillators.

Oszillatoren haben meist am Schwinggitter eine Widerstands-Kondensatoranordnung, wie sie auch das Bild 140 zeigt, um eine automatische Vorspannung für den Oszillator zu erhalten. Da das Gitter über einen Gitterwiderstand mit der Kathode verbunden ist, hat es bei nichtschwingender Röhre keine Vorspannung. Die Entstehung der Schwingungen kann man sich folgendermassen vorstellen. Der erste Einsatz des Elektronenstromes oder irgendeine andere Unregelmässigkeit stösst eine Schwingung an, die sich über die Rückkopplung aufschaukelt und schon während weniger Perioden ihre normale Amplitude erreicht. Die Frequenz wird hierbei durch den abgestimmten Kreis gegeben. Das ist vollkommen klar, wenn man daran denkt, dass eine gezupfte Stimmgabel auch unabhängig von der Art der Anregung immer mit ihrer Eigenfrequenz schwingt. Während des Schwingens würde nun das Gitter durch die rückgekoppelte Spannung immer abwechselnd positiv und negativ. In den positiven Halbperioden wirkt es als Diodenanode und zieht Elektronen an. Diese fliessen durch den Gitterwiderstand ab und lassen an ihm eine negative Vorspannung entstehen. Durch diese Spannung wird der Kondensator aufgeladen, der sich der Zeitkonstante entsprechend wieder teilweise entlädt. Gitterkondensator und Widerstand sind so dimensioniert, dass die Vorspannung auch während der negativen Halbwelle erhalten bleibt und daher die schwingende Röhre dauernd eine negative Vorspannung erhält. Der Kondensator darf nicht zu klein sein, damit die Hochfrequenz ungeschwächt auf das Gitter gelangen kann. Der Widerstand darf keinen zu niedrigen Wert erhalten, um den Schwingkreis nicht zu stark zu dämpfen. Die Werte beider sind nach oben durch das Ansteigen der Zeitkonstanten — die Zeitkonstante ist gleich ihrem Produkt — begrenzt.

Oszillatorprüfung.

Durch diese Erzeugung der Gittervorspannung ergeben sich zwei bequeme

Möglichkeiten, um zu prüfen, ob ein Oszillator schwingt. Entweder legt man ein Milliampèremeter mit wenigen Milliampère Vollausschlag in Serie mit dem Gitterwiderstand, oder man misst den Anodenstrom. Letzterer wird bei nichtschwingender Röhre — diese hat keine Vorspannung — höher sein als bei schwingender. Der Gitterstrom ist verhältnismässig hoch, da bei positivem Gitter an der Anode minimale Spannung liegt, wodurch das Gitter einen höheren Strom übernimmt. Nach Anschluss des Messinstrumentes schliesst man, um zu prüfen, ob eine Röhre schwingt, die abgestimmte Wicklung kurz und sieht, ob sich der gemessene Ausschlag ändert. Bleibt er konstant, so ist dies das eindeutige Zeichen dafür, dass der Oszillator schon vor dem Kurzschliessen des Schwingkreises nicht arbeitete. Die Höhe des Gitterstromes ist ein Mass für die Amplitude der Oszillatorspannung. Da der Verstärkungsfaktor der Mischstufe von der Oszillatorspannung abhängig ist, hat ein Apparat nur dann eine konstante Verstärkung, wenn der Oszillator im ganzen Bande eine gleichmässige Spannung abgibt.



114. Mischstufe für Kurz-, Mittel- und Langwellen mit der Röhre ECH 11. ZF = 468 kHz.

Meist steigen die Oszillatorspannungen bei höheren Frequenzen etwas an. Um dies zu verringern, findet man oft zwischen Gitter und Schwingkreis einen Widerstand, der in Abb. 140 gestrichelt gezeichnet wurde.

Frequenzverwerfungen.

Ältere Oktoden und Heptoden arbeiten bei sehr kurzen Wellen nicht einwandfrei, weil in diesen Röhren leicht Frequenzverwerfungen auftreten. Diese Frequenzverwerfungen entstehen, weil die Regelung den Elektronenstrom und damit die Raumladung im Oszillatorsystem beeinflusst. Da die Raumladung quasi eine leitende Verlängerung der Kathode auf das Gitter hin darstellt, wird durch jede Raumladungsänderung der Abstand in dem aus Kathode und Gitter gebildeten Kondensator verändert. Diese Kapazitätsänderung ändert die Oszillatorabstimmung. Solche Frequenzverwerfungen sind in allen anderen Oszillatoren bedeutend geringer, da in ihnen der Oszillatoranodenstrom nicht direkt von der Regelspannung beeinflusst wird. Der Konstrukteur verwendet daher entweder moderne Oktoden und Heptoden, die diese Nachteile nicht haben, oder eine Triode-Hexode.

Trioden-Hexodenstufe.

Abb. 141 zeigt eine einfache Standardanordnung bei Verwendung der Triode-Hexode ECH 11. Von dem ersten Umschalter (1) wird jeweils ein Kreis an das Oszillatorgitter angeschlossen. Die Kombination 50 pF—20 Kiloohm erzeugt, wie besprochen, die richtige Oszillator-Vorspannung; der 150 Ohm-Widerstand direkt am Gitteranschluss dient zur Konstanthaltung der Oszillator-Amplitude. In dieser Trioden-Hexoden-Schaltung wird der Anodenkreis mit dem Drehkondensator abgestimmt.

Serien- und Parallelspeisung.

Bei der Versorgung der Oszillatortriode mit Anodengleichspannung sind zwei Methoden zu unterscheiden. Bei der Serienspeisung fliesst der Anodenstrom durch die Schwingspule, die an dem der Anode abgewandten Ende mit einem Kondensator geerdet ist. Dies ist in unserem Beispiel im Kurzwellenbereich (K) der Fall. Der Anodenstrom fliesst durch den Vorwiderstand von 18 Kiloohm und die Kurzwellenspule, deren „kaltes" Ende über 5000 pF und den Schalter (2) geerdet ist. Im Gegensatz zum kalten, keine HF-Spannung führenden Ende nennt man das andere das „heisse" Ende. Der Abstimmkondensator liegt zwischen heissem Ende und Masse. Bei Mittelwellen (M) haben wir Parallelspeisung. Der Anodengleichstrom fliesst dann über Vorwiderstand und Kurzwellenspule, wogegen die Mittelwellenspule über den 5000 pF-Kondensator angeschlossen ist. Seine Reaktanz ist ebenso wie die der Kurzwellenspule im Mittelwellenbereich zu vernachlässigen. Das kalte Ende der Schwingspule ist über 520 pF geerdet.

Der Padding.

Diese 520 pF wirken als Padding; da die Anodenspannung mit dem Ankopplungskondensator abgesperrt ist, braucht er ein Kurzschliessen derselben nicht zu verhindern, wozu bei Kurzwellen die 5000 pF dienten. Seine Wirkung ist die gleiche wie bei den ausführlich besprochenen gedehnten Kurzwellenbändern, denn auch hier im Oszillator muss der Frequenzbereich eingeschränkt werden. Das hat folgenden Grund: Bei Mittelwellen (500—1500 kHz) liegt die Oszillatorfrequenz, wie schon erwähnt, über der Eingangsfrequenz, d. h. also — bei einer ZF von ca. 500 kHz — zwischen 1000 und 2000 kHz. Die Frequenzvariation ist also nur 1 : 2 gegenüber 1 : 3 im HF-Kreis. Um nun mit dem normalen Drehkondensator (Kapazitätsänderung ca. 1 : 10) eine Frequenzänderung von nur 1 : 2 zu erhalten, ist ein Serienkondensator notwendig.

Die Richtigkeit des angegebenen Wertes zeigt die folgende Überschlagsrechnung: Der Drehkondensator habe 50 pF Anfangs- und 500 pF Endkapazität. Dann ist am langwelligen Ende des Bandes die Serienschaltung von zwei 500 pF-Kondensatoren, also 250 pF, wirksam, wogegen am oberen Ende der Drehkondensator mit 50 pF die Abstimmkapazität fast allein bestimmt. Wir sehen, dass die so verringerte Kapazitätsänderung 1 : 5 beträgt, was einer Frequenzänderung von 1 : 2,2 entspricht. Da dieser Serienkondensator also für den Gleichlauf zwischen HF- und OF-Kreis von entscheidender Bedeutung ist, sollte man ihn bei Reparaturarbeiten nicht irgendwie ändern, bzw. bei einer notwendigen Auswechslung darauf achten, dass der Ersatz exakt dieselbe Kapazität besitzt.

Die Schaltung bei Langwellen ist prinzipiell dieselbe. Der Langwellenkreis liegt mit dem Mittelwellenkreis in Serie und auch hier wird ein Padding (240 pF) benutzt. Dieser ist hier kleiner als bei Mittelwellen, da die Frequenzvariation bei Langwellen (150—450 kHz) bei der genannten OF nur ca. 1 : 1,5 beträgt.

Dass bei Kurzwellen ein solcher Verkürzungskondensator überflüssig ist, folgt einfach daraus, dass auch der Oszillator die normale Frequenzbreite von praktisch 1 : 3 besitzt — gegenüber der hohen HF (6—17 MHz) ist die Bereichsänderung durch die Addition oder Subtraktion von 500 kHz unerheblich. Die 5000 pF sind gegenüber dem Drehkondensator so gross, dass sie nur eine minimale Bereichsänderung geben und daher praktisch nur als Erdungskondensator wirken. Die Paralleltrimmer zu den einzelnen Kreisen dienen zum Ausgleich der unvermeidbaren Fabrikationsschwankungen und zur Einstellung des Oszillators auf Gleichlauf. Der 18 Kiloohm-Widerstand ist allen Bereichen gemeinsam und dient zur Zuführung der Anodengleichspannung für die Oszillatortriode.

Der Hexodenteil.

Die Mischung kommt dadurch zustande, dass das Steuergitter der Triode in der Röhre mit dem zweiten Steuergitter der Hexode verbunden ist, an dessen erstem Steuergitter die Eingangs-HF liegt. Ihr Anodenkreis ist auf die ZF abgestimmt. Die Hexodenanode erhält die volle Gleichspannung; ihren beiden, innerhalb der Röhre verbundenen Schirmgittern wird die Betriebsspannung über einen Vorwiderstand zugeführt.

Bei der Kombination Triode-Hexode, die im Prinzip immer gleich arbeitet, gibt es noch einige Varianten. Während die beiden Schirmgitter bei den kombinierten Röhren fast immer verbunden sind, werden auch Röhren verwandt, bei denen das Triodengitter nicht fest mit dem zweiten Steuergitter der Hexode verbunden ist. Diese Trennung wird benötigt, wenn man die Doppelröhre ausser als Mischstufe auch für zwei getrennte Zwecke, z. B. als ZF- und NF-Verstärker vorsehen will, wie das z. B. bei der UCH 21 vorkommt. Als Oszillator-Mischröhre werden bei diesen dann die beiden Gitter aussen verbunden. Prinzipiell kann man natürlich auch dem ersten Steuergitter der Hexode die OF und dem zweiten die HF zuführen.

Oktodenstufe.

Abb. 142 zeigt die Schaltung einer EK 2. Die Oszillatortriode, die bei den Trioden-Hexoden selbständig im gleichen Kolben untergebracht ist, wird bei der Oktode sozusagen in das Hauptsystem hineingeschoben. Sie wird von der Kathode, dem ersten Gitter und der Hilfsanode gebildet. Die Mischung geschieht in dem gleichen System ohne ein weiteres Kopplungsgitter. Wir erwähnten oben, dass man in diesen Fällen von Elektronenkopplung spricht.

Die gezeichnete Mischstufe arbeitet auf allen drei Bereichen mit Serienspeisung. An einem Kathodenwiderstand wird eine Vorspannung erzeugt. Für Kurzwellen werden separate Kreise verwendet, wogegen die Mittelwellen- und Langwellenspulen in Serie liegen. Bei Mittelwellen ist jeweils die Langwellenanordnung kurzgeschlossen. Der 10 Kiloohm-Widerstand, parallel zur Kurzwellen-Rückkopplungsspule, dient zur Konstanthaltung der Oszillatoramplitude. Bei Mittel- und Langwellen werden wieder Verkürzungs-

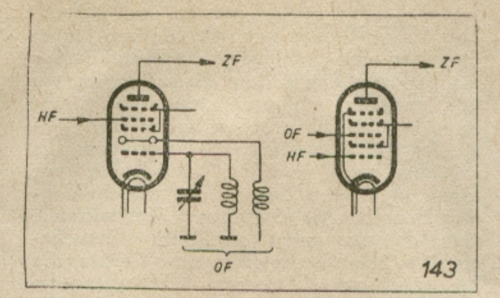
kondensatoren benutzt, deren Kapazitäten allerdings bedeutend höher liegen als im vorigen Beispiel. Das liegt daran, dass dies Gerät eine ZF von 128 kHz benutzt. Bei dieser ZF muss die OF im Langwellenband von ca. 275—575 kHz variabel sein. Das ist eine Änderung von ca. 1 : 2, die etwa derjengen bei 500 kHz ZF und Mittelwellen entspricht. Demgemäss ist im Langwellenbereich der Verkürzungskondensator hier als Serienschaltung aus 1440 pF und 650 pF ca. 450 pF gross, also dem, für Mittelwelle im obigen Beispiel annähernd gleich. Bei Mittelwellen wirkt der 1440 pF-Kondensator allein. In beiden Wellenbereichen sind Paralleltrimmer zum Abgleich der Spulen und der Paddings vorgesehen. — Man kann also aus der Grösse der Paddings erkennen, ob es sich um ein Gerät mit niederer (ca. 128 kHz) oder hoher (ca. 468 kHz) ZF handelt. —

Das Gitter liegt bei Mittel- und Langwellen direkt am Schwingkreis und Abstimmkondensator, wogegen bei Kurzwellen ein Serienkondensator von 50 pF zwischen Schwingkreis und Gitter vorgesehen ist. Als Gitterableitwiderstand dient der 50 Kiloohm-Widerstand.

Der 50 pF-Kondensator dient zur Erzeugung der Gittervorspannung bei Kurzwellen. Bei Mittel- und Langwellen übernimmt der Padding diese Funktion. Die Eingangs-HF liegt am vierten Gitter (zweites Steuergitter) und die ZF entsteht wie immer am abgestimmten Anodenkreis. Auch in diesem Beispiel sind die hauptsächlichsten Betriebsspannungen eingetragen; es ist in der Schalterstellung für Mittelwelle gezeichnet.

Heptoden.

An Stelle von Oktoden werden auch Heptoden in elektronengekoppelten Anordnungen benutzt. Diesen fehlt nur das Bremsgitter. Solche Schaltungen sind in Amerika unter dem Namen „pentagrid-converter" bekannt, von denen man den „pentagrid-mixer" unterscheiden muss (Abb. 143). Dieser letztere enthält der Reihe nach: Kathode, erstes Steuergitter, erstes Schirmgitter, zweites Steuergitter, zweites Schirmgitter, Bremsgitter und Anode, hat also eine grundsätzlich andere Anordnung als der „pentagrid-converter". Die HF liegt hier meist am ersten Steuer-

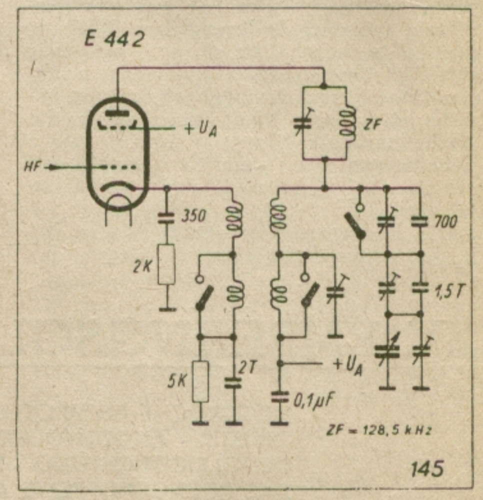


143. Der pentagrid-converter arbeitet wie eine Oktode, nur ohne Bremsgitter, der pentagrid-mixer dagegen wie eine Hexode mit Bremsgitter.

gitter und die in einer separaten Schwingröhre erzeugte OF am zweiten Steuergitter. Das Bremsgitter ist mit Kathode und die beiden Schirmgitter sind untereinander verbunden. Beim „pentagrid-mixer" kann natürlich der Nachteil elektronengekoppelter Oszillator-Mischanordnungen nicht auftreten.

Oszillator und Mischstufe getrennt.

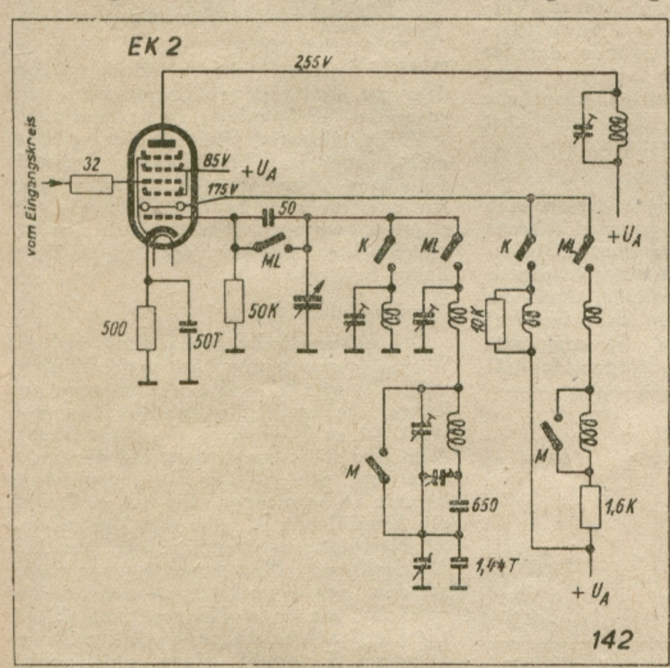
Separate Schwingröhren waren anfangs sehr weit verbreitet, werden aber jetzt nur noch in Spezialschaltungen verwandt. Abb. 144 zeigt eine solche, die eine Triode als Schwingungserzeuger und eine Pentode als Mischröhre benutzt. Es ist, um das Prinzip zu erläutern, nur der Langwellenbereich der Schaltung gezeichnet. Die Bereichsumschaltung geschieht ähnlich wie bei den anderen Oszillatoren. Der Oszillator ist im Gitter abgestimmt und erhält an der 300 pF—0,2 Megohm-Kombination seine Vorspannung. Die zur Mischung benötigte OF wird am Kathodenwiderstand, der, damit an ihm eine Wechselspannung entstehen kann, nicht mit einem Kathodenkondensator überbrückt ist, abgegriffen. Diese wird der Pentode über 50 000 pF in Kathodenmischung zugeführt, weshalb auch deren Kathodenwiderstand nicht überbrückt ist. Dadurch, dass das Gitter der Mischröhre über 0,5 Megohm — 50 000 pF für HF geerdet ist, erhält es durch die Modulation des Kathodenpotentials eine im Takte der OF pendelnde Vorspannung, wodurch die Mischung bewirkt wird. Das Bremsgitter liegt an Kathode und das Schirmgitter erhält über einen Spannungsteiler eine feste Gleichspannung. Ausserdem ist die erste ZF-Röhre gezeichnet, um eine Besonderheit im Gitteranschluss zu zeigen. Die beiden Steuergitter der Hexode liegen an den Enden des sekundären Bandfilterkreises; das untere ist wechselstrommässig geerdet. An 0,2 Megohm erzeugen sich die erste ZF-Röhre und die Mischröhre ihre Gittervorspannung, ähnlich wie ein Oszillator. Die Höhe der Vorspannung ist von der Eingangsamplitude abhängig und bewirkt sogar eine Regelung, die ausreicht, um im Anodenkreis der ZF-Röhre einen Schattenanzeiger (auf Abb. 144 nicht gezeichnet) zu verwenden.



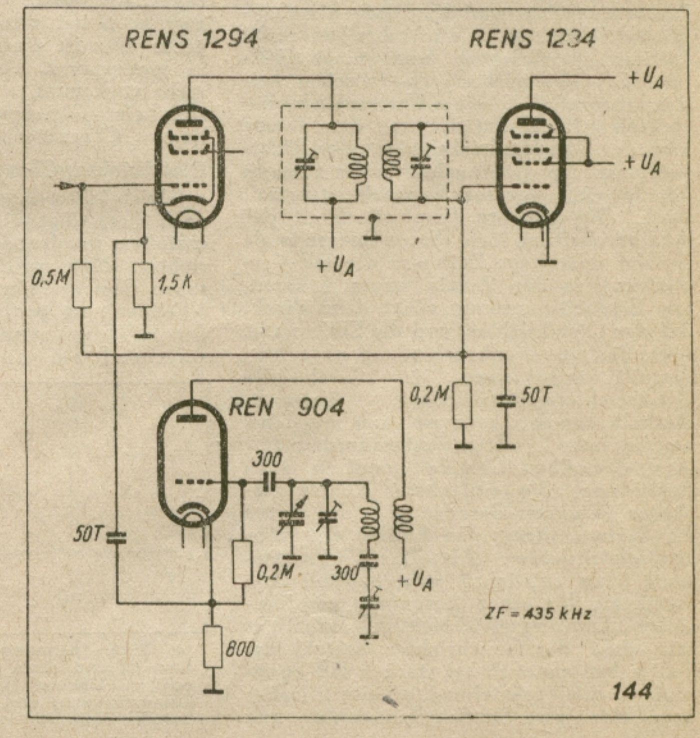
145. Kathodenrückkopplung bei einer Tetrode, die als Oszillator-Mischröhre geschaltet ist.

Tetrodenstufe.

In Abb 145 ist eine selbsterregte Tetrodenstufe gezeigt. In der Anodenleitung liegen Bandfilter und Oszillatorschwingkreis in Serie. Von der Anode aus gesehen, ist in solchen Fällen fast immer der ZF-Kreis der erste, da dieser mit fester Frequenz arbeitet und bei Stationsänderungen weder umgeschaltet noch verstimmt wird. Für den Oszillator-Wechselstrom dient der Abstimmkondensator des Bandfilters als Überbrückung, wogegen



142. Mischstufe für Kurz-, Mittel- und Langwellen mit der Röhre EK 2. ZF = 128 kHz.

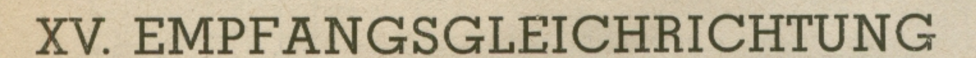


144. Kathodenmischung bei Verwendung einer Pentode als Mischröhre und einer Triode als Oszillator.

der Anodengleichstrom durch die Bandfilter-Spule fliesst. Das kalte Ende der Oszillatorspule liegt über 0,1 μF. an Masse, und dieser wirkt auch für die ZF, für die die Oszillatorspule nur einen kleinen Widerstand bedeutet, als Ableitung. Dass der Abstimmkondensator des Bandfilters von einem mit der OF modulierten Strom durchflossen wird, stört deshalb nicht, weil an ihm praktisch kein Spannungsabfall dieser Frequenz entsteht.

Bei Mittelwelle sind die Langwellenspulen und die Langwellen-Paddings kurzgeschlossen. Sämtliche Paddings liegen hier nicht am kalten Ende der Schwingspule, wie bei den anderen Beispielen, sondern am heissen Ende des Kondensators. Dies hat wechselstrommässig keinerlei Änderung ihrer Wirkung zur Folge, nur halten sie so gleichzeitig den Abstimmkondensator anodenspannungsfrei. Die Schwingungserzeugung benutzt die heute kaum noch verwandte Kathodenrückkopplung; denn solche Schaltungen sind ziemlich unstabil und arbeiten bei Kurzwellen meist nicht befriedigend.

Die modernen Mischstufen ähneln den beiden ersten Beispielen, an denen das wesentlichste erklärt wurde, weitgehend. Die Unterschiede von diesen und untereinander sind weniger prinzipieller Natur als Firmenspezialitäten; deshalb brauchen wir, nachdem wir auch zwei etwas ältere Anordnungen besprochen haben, den Beispielen keine weiteren hinzuzufügen. Es sei aber noch erwähnt, dass man vor allem in älteren Supern die verschiedensten Schaltungen findet, weil die Industrie sich damals meist noch im Versuchsstadium befand. Es gibt sogar Geräte, die für die verschiedenen Wellenbereiche verschiedene Zwischenfrequenzen benutzen. In solchen Fällen ist eine Reparatur oder ein Röhrenaustausch, wenn nicht zufällig Originalteile oder Originalröhren zur Verfügung stehen, meist kaum erfolgreich, da diese Schaltungen weitgehend von den Röhreneigenschaften bestimmt werden, oft sogar von Gerät zu Gerät abweichende Elemente aufweisen. Hier muss man dann von Fall zu Fall entscheiden, ob, falls die Reparatur des Gerätes überhaupt lohnt, eine andere Röhre in der alten Schaltung oder der Einbau einer neuen Mischstufe in moderner Anordnung zweckmässiger und erfolgversprechender ist.



XV. EMPFANGSGLEICHRICHTUNG

HISTORISCHE ENTWICKLUNG · GLEICHRICHTER-CHARAKTERISTIK · ANODENGLEICHRICHTER · DAS AUDION · DIODENGLEICHRICHTUNG · REGELSPANNUNGSERZEUGUNG · DAS RÜCKGEKOPPELTE AUDION · GLEICHRICHTUNG MIT EINER DIODE · ZWEI PARALLEL GESCHALTETE DIODEN · GLEICHRICHTUNG MIT ZWEI DIODEN · ANODENGLEICHRICHTER MIT REGELSPANNUNGSERZEUGUNG.

Aus den gezeigten Blockschaltbildern geht hervor, dass in allen Empfängern eine Gleichrichterstufe vorhanden sein muss, um die aufgenommene HF in NF zu verwandeln. Auch der einfachste Apparat, der Detektorapparat, enthält ausser dem Eingangskreis, der den Sender auswählt, und dem Kopfhörer, der die elektrische NF in Töne verwandelt, als Empfangsgleichrichter den Detektorkristall, von dem er sogar seinen Namen hat.

Historische Entwicklung.

Eine der ersten Anwendungen der Elektronenröhre war die Diode als Empfangsgleichrichter. Wir schreiben meist Empfangsgleichrichter und nicht HF- oder ZF-Gleichrichter, da zwischen beiden theoretisch keine Unterschiede bestehen. Nach Entwicklung der Triode kam der Anodengleichrichter oder Richtverstärker in Gebrauch, da in diesem bereits eine gewisse Verstärkung erzielt wird. Die grössere Empfindlichkeit der Audionschaltung löste diesen ihrerseits ab. Zu der damaligen Zeit war die HF-Verstärkung in der Praxis kaum bekannt. Die Eingangsspannung wirkt dann direkt auf den Gleichrichter, und die Entfernung, über die eine Funkverbindung noch hergestellt werden kann, ist durch die Gleichrichterempfindlichkeit begrenzt. Deshalb bemühte man sich um möglichst empfindliche Gleichrichteranordnungen. Aus demselben Grunde benutzen auch heute noch die einfachsten Röhrenempfänger (Einkreis-Geradeaus), die keine HF-Stufe besitzen, das Audion als Empfangsgleichrichter. Als die HF-Verstärkung dann entwickelt war, bestand kein Bedürfnis für einen besonders empfindlichen Empfangsgleichrichter. Wichtiger ist, dass der Gleichrichter sowohl bei schwachen als auch bei starken HF-Spannungen zufriedenstellend arbeitet. Daher kam man zum Diodengleichrichter und auch zum Anodengleichrichter zurück. Der letztere hat eine quadratische Charakteristik und verursacht daher Verzerrungen bei einem hohen Modulationsgrad. Das ist einer der Gründe, dass er in moderneren Geräten fast gar nicht mehr vorkommt. Für heutige Ansprüche soll ein Gleichrichter eine möglichst lineare Charakteristik besitzen.

Gleichrichter-Charakteristik.

Gleichrichter-Anordnungen lassen sich nach ihrer Charakteristik in zwei Klassen einteilen: quadratische und lineare Gleichrichter. Man spricht von einer quadratischen Gleichrichter-Anordnung, wenn die NF-Spannung proportional dem Quadrat der HF-Eingangsspannung ist und entsprechend bei direkter Proportionalität der beiden Spannungen von einem linearen Gleichrichter. Abb. 146 zeigt für beide die Zusammenhänge zwischen HF- und NF-Spannung und ausserdem zwischen Strom und Spannung. Diese letzteren Kennlinien werden mit Gleichspannung gemessen. Der bedeutend geringere Strom bei einer negativen Spannung zeigt die Gleichrichterwirkung, die ideal wäre, wenn dieser Strom verschwände. Dadurch dass quadratische Gleichrichter die Amplitudenverhältnisse nicht direkt, sondern quadratisch wiedergeben, entstehen Verzerrungen. Diese hängen von dem Modulationsgrad der empfangenen HF ab und steigen gleichzeitig mit diesem, da bei steigendem Modulationsgrad die NF-Spannung und mit dieser der ausgenutzte Teil der Kennlinie steigt. Moderne Sender arbeiten mit hohen und durch die grosse Dynamik (Lautstärkeumfang) stark schwankenden Modulationsgraden. Es können hier bei einem Modulationsgrad von ca. 100% Klirrfaktoren bis zu 25% auftreten; bei einem Klirrfaktor von 5% sind die Verzerrungen aber bereits störend hörbar.

146. Strom-Spannungscharakteristik eines linearen (1) und eines quadratischen (2) Gleichrichters. Linearer (1) und quadratischer (2) Zusammenhang von HF- und NF-Spannung bei der Gleichrichtung.

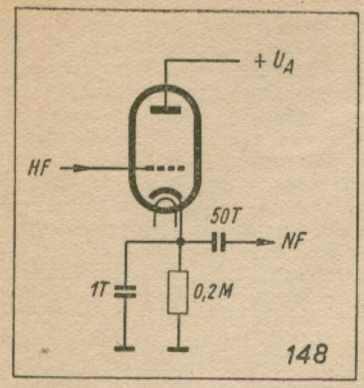
147. Schaltung und Wirkungsweise des Anodengleichrichters.

Der Klirrfaktor gibt das Verhältnis zwischen den neu entstandenen Harmonischen zur gesamten NF-Spannung in Prozent an.

Völlig lineare Gleichrichter gibt es nicht. Aber man bemüht sich, durch die Schaltung diese weitgehend anzunähern. An und für sich ist die Diode am günstigsten, wogegen Audion und Anodengleichrichter stärker gekrümmte Kennlinien besitzen.

Anodengleichrichter.

Die schematische Anordnung und die Wirkungsweise eines Anodengleichrichters zeigt Figur 147. Die Vorspannung der Röhre, die am Kathodenwiderstand entsteht, ist so hoch, dass der Arbeitspunkt A in der stärksten Krümmung der Kennlinie liegt. Die HF der Eingangsspannung ist mit U bezeichnet. Sie ist moduliert; die Einhüllende M gibt den Verlauf der NF-Modulationsspannung. I ist der HF-Anodenstrom. Man beachte, dass dieser in den positiven Halbperioden stärker anwächst, als er in den negativen abfällt. Die hierdurch entstehende positive Stromdifferenz T ergibt einen pulsierenden Gleichstrom, der auf einen Anodenwiderstand oder einen Tonfrequenz-Transformator und dementsprechend auf die NF-



148. Anodengleichrichter mit Arbeitswiderstand im Kathodenkreis.

Stufen wirkt. Da dieser praktisch dieselbe Form hat wie die Modulation der Eingangsspannung, besitzen wir mit dieser Anordnung eine Empfangsgleichrichtung. Durch die Krümmung der Kennlinie treten allerdings Unterschiede zwischen den Kurven M und T auf, welche die erwähnten, unerwünschten Verzerrungen darstellen. Der Hauptteil derselben besteht aus der zweiten Harmonischen.

Bei steigender Eingangsspannung steigt in dieser Schaltung auch der mittlere Anodengleichstrom. Diese Tatsache kann man als Abstimmanzeiger ausnutzen, da der Empfänger d a n n richtig abgestimmt ist, wenn bei einer Station maximale Eingangsspannung erreicht wird. Das Maximum eines Strommessers im Anodenkreis des Richtverstärkers gibt also die erste und einfachste Abstimmanzeige, die allerdings in dieser Form auch nur beim Richtverstärker möglich ist. Parallel zum Anodenbelastungswiderstand liegt ein Kondensator (hier 1000 pF), der die HF-Reste kurzschliesst, ähnlich wie die Filterkondensatoren im Netzteil die Brummspannung kurzschliessen. Die Linearität der Charakteristik des Richtverstärkers wird besser, indem man den Kathodenwiderstand weiter erhöht, bis der Anodenstrom praktisch gesperrt ist, und ausserdem einen hohen Anodenwiderstand benutzt.

Eine heute kaum noch verwandte Art eines Anodengleichrichters, der ziemlich linear arbeitet, ist in Abb. 148 dargestellt. Es handelt sich um einen Anodengleichrichter, der den Belastungswiderstand im Kathodenkreis enthält. Eine solche Gleichrichteranordnung hat den Vorteil, fast ebenso linear zu sein wie der Diodengleichrichter. Ihr Hauptnachteil ist, dass ihr Kathodenpotential beträchtlich über dem Massepotential liegt und daher leicht unerwünschte Brummspannungen aufnehmen kann.

Das Audion.

Abb. 149 gibt die Schaltung des Audions und illustriert, wie dasselbe wirkt, wenn ihm eine modulierte HF-Spannung U zugeführt wird. Da das Gitter in dieser Schaltung keine Vorspannung erhält, kann es positiv werden. In den positiven Halbwellen der Eingangs-HF fliesst dementsprechend ein Strom I_G, der einen Spannungsabfall am Gitterwiderstand hervorruft. Dieser ist der Eingangsspannung entgegengerichtet und subtrahiert sich daher von ihr, wodurch die am Gitter auf den Anodenstrom wirksame Spannung das mit U_G bezeichnete Aussehen erhält.

Der Kreis, der aus Gitter, Kathode, Gitterwiderstand und der Sekundärwicklung des HF-Transformators gebildet wird, wirkt wie eine Diode (wie ein Einweggleichrichter im Netzteil). Das Gitter entspricht der Gleichrichteranode und der Gitterwiderstand dem Belastungswiderstand. Ladekondensator ist der 100 pF-Kondensator, dessen Wirkung den stark ausgezogenen Verlauf der Gitterspannung ergibt. Die so am Gitter erhaltene, gleichgerichtete Spannung wird in derselben Röhre verstärkt. Hierfür wirkt das Gitter als normales Steuergitter. Durch diese NF-Verstärkung und die Möglichkeit einer Rückkopplung — die Rest-HF vom Anodenkreis kann auf den Eingang zurückgekoppelt werden — bekommt das Audion seine gute Gleichrichterverstärkung, die den Faktor 100 erreichen kann. Um einen optimalen Empfang zu erhalten, muss man den richtigen Arbeitspunkt durch Wahl von Anoden- und Schirmgitterspannung einstellen. Eine Einstellung des Arbeitspunktes durch die Gittervorspannung ist nicht möglich, da das Audion bei 0 Volt arbeiten muss. Um möglichst gute Empfindlichkeit zu erhalten, soll der Gitterwiderstand so hoch wie möglich sein, darf aber die Maximalwerte der Röhrendaten nicht überschreiten. Der Gitterkondensator muss gross genug sein, um die HF nicht zu schwächen, und trotzdem klein genug, um eine hohe Reaktanz für die Tonfrequenzen darzustellen. Die Werte liegen meist zwischen 0,8 und 3 Megohm bzw. 25 und 200 pF.

Abb. 150 zeigt eine andere Anordnung des Audions. Hier liegt der Gitterwiderstand parallel zur Gitter-Kathoden-Strecke, die wieder als Gleichrichter wirkt. Da in der positiven Halbwelle Gitterstrom fliessen kann, schliesst die Gitter-Kathoden-Strecke den Gitterwiderstand in diesen Zeiten kurz, und nur die negativen Halbwellen werden als Steuerspannung wirksam. Wir sehen also, dass die Gleichrichterwirkung hier der obigen weitgehend entspricht.

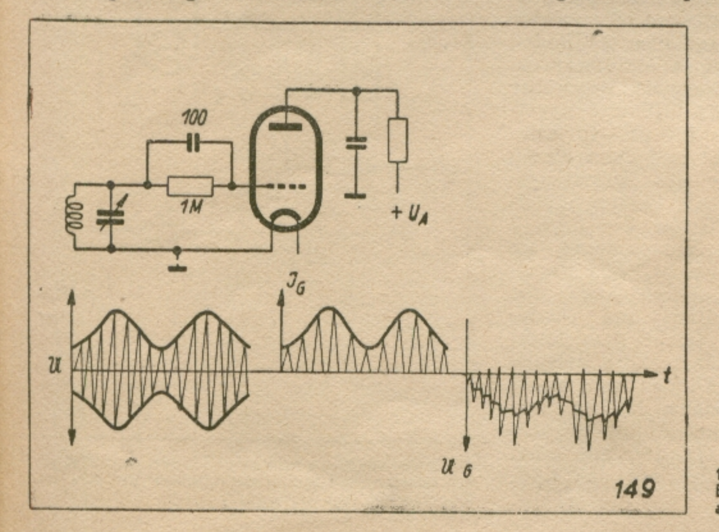
Die beiden verschiedenen Audionschaltungen unterscheiden sich in der Belastung des HF-Eingangskreises. Im ersten Fall wirkt als Belastung die Serienschaltung aus Gittervorwiderstand und Diode, im zweiten Fall die Parallelschaltung aus Gitterableitwiderstand und Diodenstrecke. Der Eingangskreis wird also bei Benutzung eines Gitterableitwiderstandes stärker belastet. Man hat in dieser Schaltung aber den Vorteil, dass die HF-Spule gleichstromfrei angeschlossen ist.

Diodengleichrichtung.

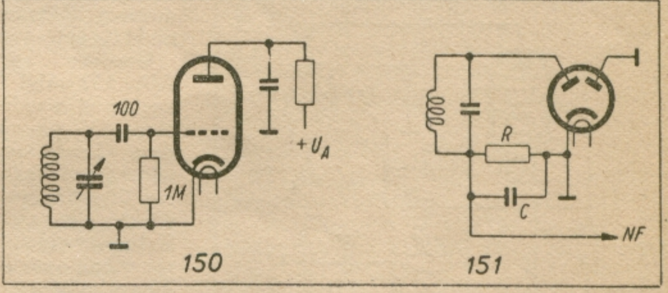
Die grundsätzliche Schaltung eines Diodengleichrichters ergibt Abb. 151. Die Wirkung einer Empfangsdiode und auch ihrer Schaltung, ist im Prinzip dieselbe wie die eines Netzgleichrichters. Die Gleichspannung am Widerstand R wird bei steigender Wechselspannung steigen und bei fallender Wechselspannung fallen. Wenn die Eingangsspannung im Fall des Empfangsgleichrichters moduliert ist, schwankt also die Spannung am Widerstand R im Takt der Modulation. Bekanntlich ist beim Einweggleichrichter die Frequenz der restlichen Pulsierungen (Brumm oder HF) gleich der der gleichzurichtenden Spannung. Der Überbrückungskondensator C dient dazu, die HF an die Kathode anzuschliessen und am Widerstand R kurzzuschliessen. Da auch die Tonfrequenz an ihm liegt, ist seine Kapazität dadurch begrenzt, dass er die höheren Töne nicht schwächen darf.

Regelspannungserzeugung.

Die HF-Diode dient aber nicht nur dazu, die Tonfrequenz zu erhalten, sie dient auch zur Erzeugung einer von der Stärke der Eingangsspannung abhängigen Gleichspannung. Diese wird in den modernen Geräten als variable Vorspannung der Regelröhren zur Fadingregelung benötigt. Man kann sich den Vorgang an der Diode folgendermassen klar machen: Die Amplitude der HF schwankt erstens im Takte der Modulation und zweitens sehr viel langsamer durch die Fadings. Am Belastungswiderstand R pulsiert dann die Spannung dreifach: mit der Eingangs-Hochfrequenz, mit der Tonfrequenz und mit den langsamen Fadingschwankungen. Die HF wird durch den Kondensator C kurzgeschlossen. Die Tonfrequenz ist für den NF-Verstärker die Eingangsspannung. Sie ist aber störend für die Regelgleichspannung, weshalb diese noch sorgfältig durch RC-Filter gesiebt werden muss, sodass nur die langsamen Schwankungen der Fadings übrigbleiben. Hierbei können die Widerstände dieser Filter sehr grosse Werte annehmen, da durch sie praktisch überhaupt kein Strom fliesst.

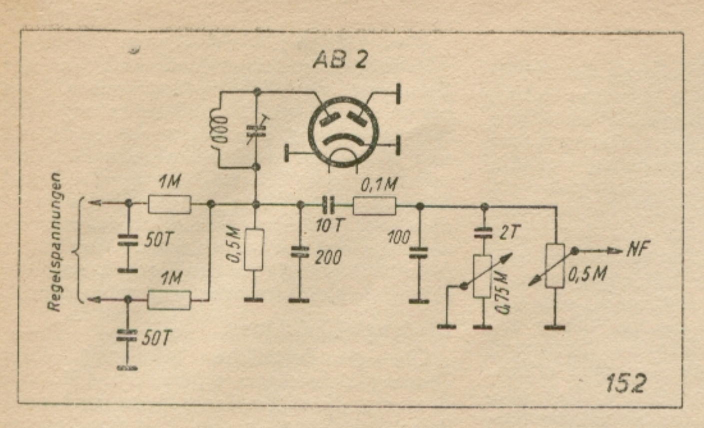


149. Schaltung des Audions und Entstehung der NF-Spannung an seinem Steuergitter.

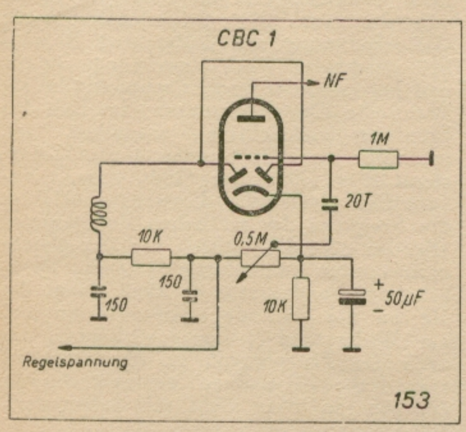


150. Audionschaltung mit Gitterableitwiderstand anstelle des Gittervorwiderstandes in Abb. 149.

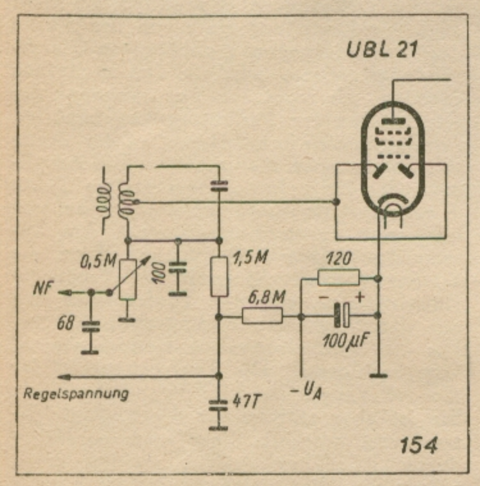
151. Das Prinzipschema der Diodengleichrichtung entspricht dem des Einweggleichrichters.



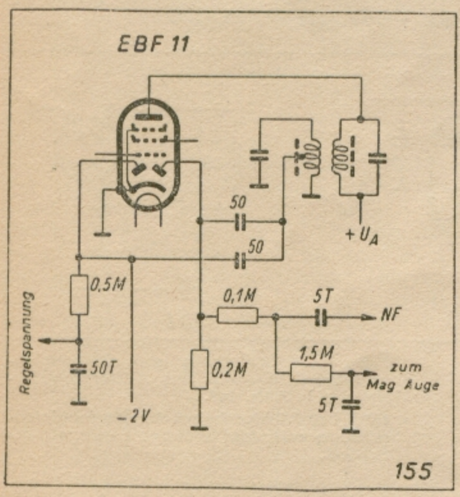
152. Schaltung zur Erzeugung von NF- und Regelspannung bei Benutzung nur einer Diodenstrecke.



153. Duodiode-NF-Triode als Empfangsgleichrichter mit anschliessender NF-Vorverstärkung.



154. Erzeugung von NF-Spannung und verzöcerter Regelspannung mit den parallel geschalteten Dioden der UBL 21.



155. Empfangsgleichrichtung mit zwei getrennten Dioden aber gemeinsamer HF-Spannungsquelle.

Das rückgekoppelte Audion.

Durch Anwendung der Rückkopplung in der Audionschaltung kann man eine beträchtliche Empfindlichkeitserhöhung erzielen. Diese entsteht genau wie bei der HF-Verstärkung durch die fast vollständige Entdämpfung des abgestimmten Kreises. In allen Rückkopplungsschaltungen wird der Rückkopplungsgrad zur Empfindlichkeitsregelung irgendwie geregelt. Hierzu wurden früher manchmal die Rückkopplungsspulen drehbar gelagert, sodass mit der induktiven Kopplung die Rückkopplung geregelt wurde. Die heute fast ausschliesslich angewendete Methode unter Benutzung des Rückkopplungskondensators C_R zeigte schon Abbildung 137. Bei allen Rückkopplungen muss darauf geachtet werden, dass die Anschlüsse der Rückkopplungsspulen nicht vertauscht sind, denn dann würde die Verstärkung mit steigender Kopplung verkleinert, da die falschphasig zurückgekoppelte Spannung der Eingangsspannung entgegen wirkt. Man muss daher, wenn man dies feststellt, die Rückkopplungsspule umpolen.

Gleichrichtung mit einer Diode.

Abb. 152 zeigt eine AB 2, deren eine Diodenstrecke geerdet ist. Die gleichgerichtete Spannung entsteht an dem 0,5 Megohm-Widerstand und wird mit 200 pF vorgefiltert. Über 10 000 pF ist die NF-Stufe angekoppelt, deren Eingangsspannung über das 0,1 Megohm—100 pF-Filter von HF-Resten befreit wird. Die Regelspannungen — es werden zwei abgegriffen — werden jede für sich über 1 Megohm—50 000 pF sowohl von den HF-Resten als auch von der Modulation befreit und dann den Gittern der Regelröhren zugeführt.

Zwei parallel geschaltete Dioden.

Zwei parallel geschaltete Dioden arbeiten genau wie eine einzelne. Sie werden parallel geschaltet, wenn die in den meisten Röhren vorhandenen 2 Dioden nicht für getrennte Zwecke benötigt werden.

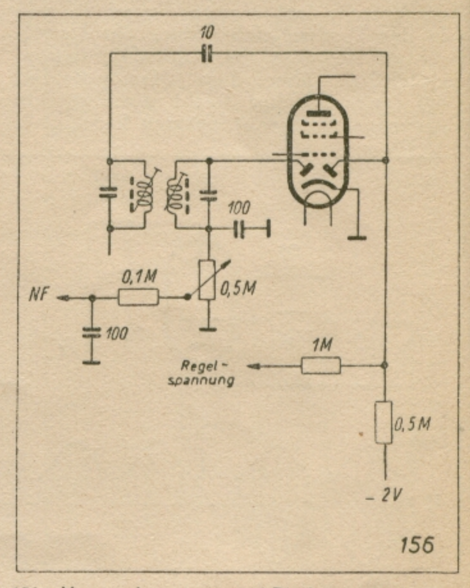
Gewisse Vereinfachungen gegenüber Abb. 152 zeigt Abb. 153. NF und Regelspannung werden über 150 pF—10 Kiloohm—150 pF vorgesiebt und dann direkt dem Lautstärkeregler als Belastungswiderstand zugeführt, von dessen Schleifer die NF auf das Gitter der CBC 1 wirkt, die sich ihre Vorspannung am Kathodenwiderstand erzeugt. Die Regelspannung wird am oberen Ende des Potentiometers abgegriffen und wieder über getrennte Siebe (nicht gezeichnet) den Regelröhren zugeführt. Dies Beispiel zeigt auch, wie die Dioden mit einem anderen System in einem Kolben vereinigt sind. In modernen Röhren werden auf diese Weise die Dioden mit einer ZF- oder NF-Stufe oder mit der Endröhre kombiniert.

Das zweite Beispiel, Abb. 154, zeigt, wie man auch mit verbundenen Dioden neben der NF eine etwas verzögerte Regelspannung erzeugen kann. Verzögert nennt man eine Regelspannung immer dann, wenn die Diodenanode eine negative Vorspannung erhält, sodass die Regelspannung erst nach Überschreitung einer gewissen minimalen HF-Amplitude entsteht. Der Zweck solcher Anordnungen wird bei den Regeleinrichtungen näher besprochen. Die Kathode der UBL 21 liegt an Masse und ebenso der Lautstärkeregler, der als Belastung für die NF dient. Als HF-Sieb ist der 68 pF-Kondensator am Schleifer vorgesehen. Die Regelspannung entsteht an 0,5 MΩ und wird am Spannungsteiler 1,5 Megohm—6,8 Megohm, die an einer negativen Vorspannung gegenüber Kathode liegen, abgegriffen. Um mit möglichst wenig Platz auszukommen, ist in diesem Gerät nur ein Regelspannungssieb vorgesehen.

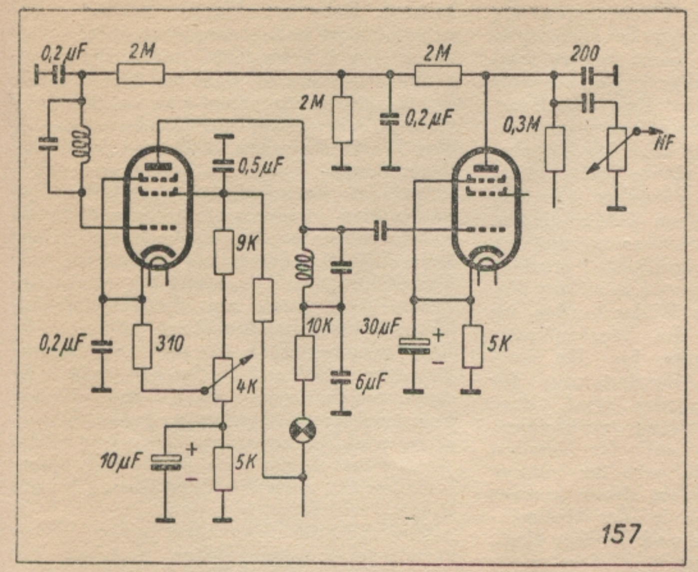
Gleichrichtung mit zwei Dioden.

Bei zwei Dioden haben sich zwei Standardschaltungen besonders eingeführt. Die eine benutzt eine gemeinsame Quelle für die gleichzurichtende ZF beider Dioden, wogegen in der zweiten zwei getrennte Spannungsquellen benutzt werden. Im Beispiel 155 erhalten die Dioden ihre Spannung von der Sekundärwicklung des Bandfilters über gleichmässig 50 pF. Die NF-Spannung entsteht an 0,2 Megohm gegen Masse und wird nach ihrer Siebung dem Lautstärkeregler zugeführt. Vor dem Kopplungskondensator von 5000 pF wird die Spannung für das magische Auge (siehe im Kapitel XVIII) abgegriffen. Die Regeldiode erhält an einem Widerstand von 100 Ohm in der gemeinsamen Minusleitung sämtlicher Röhren ihre Vorspannung von —2 V. Die Regelspannung wird, über 0,5 Megohm—50 000 pF gesiebt, den Regelröhren zugeführt. Im Gegensatz hierzu erhält in Abb. 156 die Regeldiode ihre ZF-Spannung über einen Kondensator von 10 pF von der Anodenwicklung des Bandfilters. Auch hier ist die Regeldiode negativ vorgespannt. Die NF entsteht direkt am Lautstärkeregler.

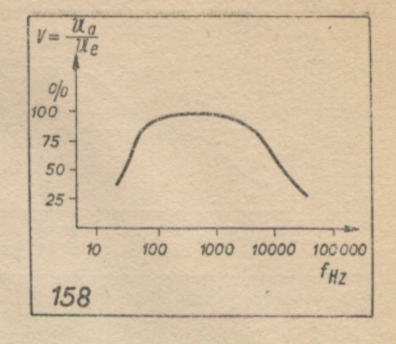
In grösseren Geräten sind manchmal bis zu vier Dioden vorhanden. Das kann z. B. durch die Verwendung von zwei Endpentoden EBL 1 in Gegentakt oder zwei Röhren EBF 11 als ZF- und NF-Verstärker entstehen. Falls von diesen vier Dioden zwei geerdet sind, ergibt sich



156. Verwendung von zwei Dioden und zwei verschiedenen HF-Spannungsquellen für NF- und Regelspannungs-Erzeugung.



157. Erzeugung von Regelspannung an einem Anodengleichrichter.



158. Abhängigkeit der Verstärkung von der Frequenz bei einem NF-Verstärker für 50-8000 Hz. Als Grenzfrequenzen werden die bezeichnet, bei denen die Verstärkung auf 70% abgefallen ist

nichts Neues. Allerdings findet man auch, dass drei oder sogar alle vier benutzt werden. In solchen Fällen ist ausser für die NF-Erzeugung eine getrennte Diode für das magische Auge und eine oder zwei für die Regelspannung vorgesehen. Auch verwendet man oft die Drei-Diodenschaltung. Die erste wird zur NF-Gleichrichtung, die zweite zur Erzeugung der Regelspannung und die dritte zum Kurzschliessen der Verzögerungsspannung verwendet.

Anodengleichrichter mit Regelspannungserzeugung.

Als letztes Beispiel zeigt Abb. 157 eine interessante, selten benutzte Möglichkeit zur Regelspannungserzeugung bei Verwendung eines Anodengleichrichters. Wie wir gesehen hatten, steigt der Anodenstrom eines Richtverstärkers mit der HF-Amplitude. Dementsprechend fällt gleichzeitig die wirksame Gleichspannung an seiner Anode. Diese Spannungsänderung wird hier dadurch, dass die Kathode der Vorröhre auf positivem Potential liegt, zur Regelung verwendet. Die an der Anode des Anodengleichrichters wirksame Spannung wird zweimal gefiltert (je 2 Megohm — 0,2 µF) und über 2 Megohm — 2 Megohm halbiert. Die Kathode der ersten Röhre ist über einen Teil ihres Schirmgitterspannungsteilers genügend positiv, um die positive Grundspannung dieser Regelspannung zu kompensieren. Das 4 Kiloohm-Potentiometer dient zur Einstellung der Kompensationsspannung. Im Anodenkreis dieser Röhre liegt als Abstimmanzeige noch ein Schattenanzeiger.

XVI. NIEDERFREQUENZVERSTÄRKER

FREQUENZKURVE · AMPLITUDENKENNLINIE · PHASENDREHUNG · GERÄUSCHFREIHEIT · LEISTUNGSABGABE · WIDERSTANDS-GEKOPPELTE VERSTÄRKER · TRANSFORMATOR-GEKOPPELTE VERSTÄRKER · DROSSEL-GEKOPPELTE VERSTÄRKER · DIREKT GEKOPPELTE VERSTÄRKER · GLEICHSPANNUNGSVERSTÄRKER · DIE ENDSTUFE · EINTAKTENDSTUFE · A-, AB-, B-VERSTÄRKER · GEGENTAKTENDSTUFEN · GEGENTAKT-A-VERSTÄRKER · GEGENTAKT-B-VERSTÄRKER · DER TREIBER · DIE GEGENTAKT-EINGANGSSPANNUNG · PHASENDREHER · GEGENKOPPLUNG · GEGENKOPPLUNG DURCH DEN KATHODENWIDERSTAND · GEGENGEKOPPELTE VERSTÄRKER · STROMGEGENKOPPLUNG · SPANNUNGSGEGENKOPPLUNG · NF-STUFE MIT DREIFACHER GEGENKOPPLUNG · SCHALLPLATTENWIEDERGABE

Die im Empfangsgleichrichter erhaltene Tonfrequenzspannung wird dem NF-Verstärker zugeführt und hier sowohl spannungs- als auch leistungsmässig soweit verstärkt, dass der Lautsprecher damit betrieben werden kann. Der NF-Verstärker lässt sich in zwei Gruppen teilen. Die erste umfasst die Spannungsverstärkerstufen (den Vorverstärker) und die zweite die Leistungs- oder Endstufe. Tonfrequenzverstärker gibt es auch als gesonderte Geräte, die für akustische Übertragungsanlagen benutzt werden. Auch hier läßt sich die Vorstufe für die Verstärkung der von Tonabnehmer, Mikrophon usw. gelieferten Spannung von der Endstufe, die zur Lautsprecherspeisung dient, unterscheiden. An alle NF-Verstärker müssen bestimmte gemeinsame Forderungen gestellt werden, damit sie als einwandfrei arbeitend bezeichnet werden können. Diese Forderungen werden nun einzeln aufgeführt.

Frequenzkurve.

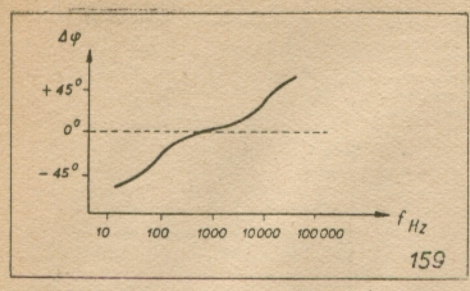
Ein NF-Verstärker soll eine gerade Frequenzcharakteristik besitzen, siehe Abb. 158, in der die Verstärkung als Funktion der Frequenz aufgetragen ist, d. h. er soll den Frequenzbereich, für den er bestimmt ist, gleichmässig verstärken. Dieser Bereich liegt für Radioapparate zwischen ca. 50 und ca. 8000 Hz. Für Studioverstärker und andere Sonderzwecke hat man Verstärker mit einem Bereich von 20 Hz bis 30 000 Hz. Abweichungen von der Geradlinigkeit der Frequenzkurve entstehen hauptsächlich durch die Kopplungselemente zwischen den Röhren und durch die Eingangs- und Ausgangskapazitäten der Röhren selbst. Hierdurch werden die mittleren Frequenzbereiche mehr verstärkt als die Ränder. Das Resultat ist eine Verschiebung der Lautstärkeverhältnisse der einzelnen Töne, also eine nicht originalgetreue Wiedergabe. Durch eine schlechte Frequenzkurve entstehen keine neuen Frequenzen, sondern es werden nur die Amplituden der vorhandenen verfälscht (lineare Verzerrungen).

Amplitudenkennlinie.

NF-Verstärker sollen eine lineare Amplitudenkennlinie haben, d. h. die Ausgangsspannung soll genau proportional der Eingangsspannung sein, oder, anders ausgedrückt, die Verstärkung — das Verhältnis zwischen Ausgangsspannung und Eingangsspannung — soll von der Eingangsspannung unabhängig sein. Für Fehler in der Amplitudenkennlinie sind vor allem die Röhrenbetriebsdaten verantwortlich. Richtige Gittervorspannungen, Anodenspannungen und Aussenwiderstände führen Abweichungen auf ein Minimum zurück. Gekrümmte Amplitudenkennlinien ergeben Frequenzen in der Ausgangsspannung, die in der Eingangsspannung nicht vorhanden waren. Es handelt sich um Harmonische und Mischfrequenzen der Eingangsfrequenzen, die an allen gekrümmten Kennlinien entstehen. Gegen solche Frequenzen, die den Hauptteil der Wiedergabeverschlechterung eines Radioapparates ausmachen, ist das Ohr sehr empfindlich. Man nennt sie nichtlinerare Verzerrungen, deren Mass der Klirrfaktor ist.

Phasendrehung.

NF-Verstärker sollen eine möglichst frequenzunabhängige Phasendrehung besitzen. Dass ein Verstärker überhaupt die Phase dreht, d. h. einen Phasenunterschied zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung bewirkt, ist sofort klar, wenn man bedenkt, dass alle Kreise mit ihren Kapazitäten und Induktivitäten Phasendrehungen ergeben. Frequenzabhängige Phasendrehungen werden dadurch bedingt, dass diese Phasendrehung in manchen Kreisen frequenzabhängig ist und manche Frequenzen daher im Verstärker schneller übertragen werden als



159. Abhängigkeit der Phasendrehung $\Delta\varphi$ von der Frequenz bei einem NF-Verstärker für 50-8000 Hz.

andere. In Abb. 159 ist die Frequenzabhängigkeit der Phasendrehung als Unterschied zu dem konstanten Wert im mittleren Bereich eines Verstärkers aufgetragen. Das menschliche Ohr ist gegen solche Fehler unempfindlich, sodass sie in akustischen Anlagen als solche nicht empfunden werden. Aber bei Fernsehverstärkern sind frequenzabhängige Phasendrehungen sehr störend, denn durch sie entstehen schief verzerrte Bilder.

Geräuschfreiheit.

Es ist selbstverständlich, dass NF-Verstärker weder Netzbrumm aufnehmen noch pfeifen dürfen. Netzbrumm entsteht besonders leicht bei Verstärkern hohen Verstärkungsgrades und hohen Eingangswiderstandes. Verstärker, die auch die tiefen Frequenzen gut wiedergeben, brummen leichter, als solche, deren Minimalfrequenz höher liegt. Ein Schwingen tritt meist bei höheren Frequenzen auf. Bei hohen Verstärkungsfaktoren und einem grossen Frequenzbereich kann auch das Röhrenrauschen und Klingen störend werden. Man hat daher für Breitbandverstärker besonders rauscharme Röhren entwickelt.

Leistungsabgabe.

Der Verstärker muss natürlich in der Lage sein, die benötigte Leistung ohne Übersteuerung abzugeben. Die durch die Übersteuerung entstehenden Verzerrungen entsprechen denen bei gekrümmter Kennlinie. Die auftretenden Klirrfaktoren können hierbei beträchtliche Werte erreichen. Näheres über Entstehung und Vermeidung aller Störungen wird bei den verschiedenen Verstärkertypen behandelt.

Die Spannungsverstärker werden nach den zwischen den Röhren verwandten Kopplungsgliedern eingeteilt. Man unterscheidet: Widerstands-gekoppelte, Transformator-gekoppelte, Drossel-gekoppelte und direkt gekoppelte Verstärker.

Widerstands-gekoppelte Verstärker.

Die schematische Zeichnung eines Widerstandsverstärkers gibt Abb. 160. Die Anodenwechselspannung entsteht als Spannungsabfall an dem Aussenwiderstand R_a; das Gitter der zweiten Röhre wird über einen Kondensator C angekoppelt, der zwar die Wechselspannung überträgt, aber die Anodengleichspannung sperrt. Um das Gitter nicht positiv werden zu lassen, muss dieser Kondensator eine einwandfreie Isolation besitzen. Schon wenn der Isolationswiderstand dieses Kondensators nur noch 100 Megohm beträgt, wird z. B. bei einem Gitterableitwiderstand R_G von 1 Megohm $^1/_{100}$ der Anodengleichspannung am Gitter liegen. Dies sind 2 V bei einer Anodenspannung von 200 V. Das ergibt eine unzulässige Verschiebung des Arbeitspunktes zum Positiven hin.

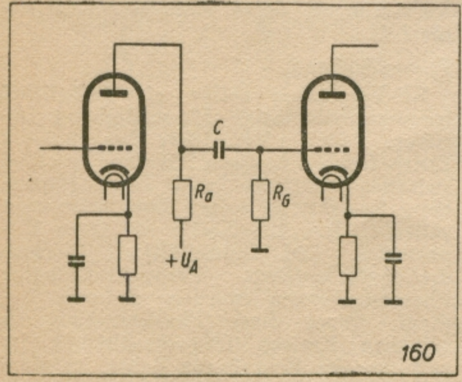
Eine Erhöhung des Widerstandes im Anodenkreis erhöht die Wechselspannungsverstärkung solange, bis die hierdurch hervorgerufene Verringerung der Anodenspannung so gross wird, dass sie die Ausgangsspannung verkleinert. Der Aussenwiderstand soll für Trioden 3—10mal so gross sein, wie ihr innerer Widerstand. Bei Pentoden, deren innerer Widerstand bekanntlich in der Grössenordnung von 1 Megohm und darüber liegt, ist $^1/_3$ bis $^1/_{10}$ des inneren Widerstandes angemessen. Die Aussenwiderstände überschreiten allerdings selten 0,5 Megohm. Der Gitterableitwiderstand R_G verbindet das Gitter mit Masse. Da die Kathode auf positivem Potential liegt, wird dem Gitter eine negative Vorspannung zugeführt und eine Aufladung desselben verhindert. Da dieser Widerstand eine Belastung für den Anodenkreis der vorhergehenden Röhre darstellt, soll er möglichst hohe Werte besitzen. Allerdings darf er die jeweils in den Daten angegebenen Maximalwerte nicht überschreiten Diese liegen zwischen 0,5 und 3 Megohm.

Die Verstärkung eines Widerstandsverstärkers nutzt mit steigendem Arbeitswiderstand die maximale Verstärkungszahl einer Röhre immer besser aus. Sie kann allerdings diese Grenze nie ganz erreichen, erstens weil die maximale Verstärkungsziffer (reziproker Durchgriff) für den idealisierten Fall eines unendlich hohen Aussenwiderstandes errechnet wurde und zweitens weil in dem Anodenwiderstand ein beträchtlicher Gleichspannungsabfall entsteht. Bei einer Triode wird eine Verstärkung von z. B. 20-fach ca. 80% der Maximalverstärkung entsprechen, wogegen bei einer Pentode eine solche von 200-fach nur 10% des theoretischen Maximums ausmacht. Dies liegt daran, dass bei einer Triode der Aussenwiderstand ein Vielfaches des Innenwiderstandes ist, wogegen er aber bei einer Pentode nur einen Bruchteil des inneren Widerstandes erreicht. Trotzdem ist die Verstärkung der Pentode höher als die einer Triode, was an ihrem geringeren Durchgriff liegt.

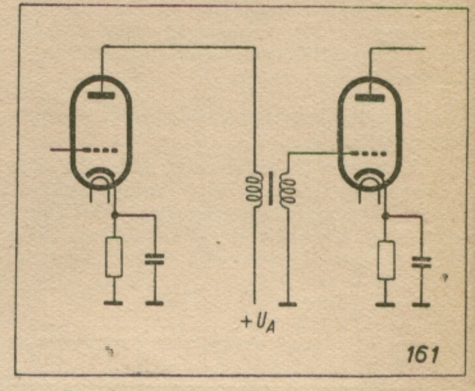
Die Verstärkungszahl fällt bei hohen Frequenzen durch die Wirkung der Ausgangskapazität der Röhre, die einen merklichen Nebenschluss zum Aussenwiderstand bildet, und durch die Wirkung der Eingangskapazität der zweiten Röhre, die eine Verkleinerung des wirksamen Gitterableitwiderstandes darstellt. Eingangs- bzw. Ausgangskapazität sind die Kapazitäten zwischen Gitter bzw. Anode einerseits und Kathode und allen anderen für Wechselspannung geerdeten Elementen andererseits. Beide haben Werte bis zu 10 pF und sind bei Pentoden allgemein grösser als bei Trioden.

Bei niederen Frequenzen wird die Verstärkung begrenzt durch die steigende Reaktanz von Kopplungskondensator und Kathodenkondensator — bei Pentoden auch durch den Schirmgitter-Kondensator. Es entsteht an der Serienschaltung aus Kopplungskondensator und Gitterwiderstand eine frequenzabhängige Spannungsteilung. Bei einem Kopplungskondensator von 10 000 pF und einem Gitterableitwiderstand von 0,5 Megohm liegen die Reaktanzverhältnisse so, dass bei 100 Hz schon ein Verstärkungsverlust von ca. 25% auftritt. Für den Kopplungskondensator werden Werte zwischen 2000 und 50 000 pF genommen. Der Kathodenkondensator muss auch noch bei der niedrigsten Frequenz eine ausreichend geringe Reaktanz haben, sodass er den Kathodenwiderstand kurzschliesst, damit an letzterem kein Verstärkungsverlust eintritt. Bei Pentoden liegt auch am Schirmgitter ein Überbrückungskondensator, damit die Wechselspannungen, die an einem Schirmgittervorwiderstand ebenso wie am Anodenwiderstand entstehen würden, kurzgeschlossen werden und das Schirmgitter wirklich konstante Spannung erhält. Auch wenn dieser eine zu niedrige Kapazität besitzt, wird die Verstärkung bei den tiefen Frequenzen abfallen.

Die Arbeitsbedingungen einer Widerstands-gekoppelten Röhre weichen von denen bei anderer Kopplung bedeutend ab. Z. B. fliesst in einer EF 12 als HF-Verstärker ein Anodenstrom von 3 mA, aber als Widerstandsverstärker mit den gleichen Betriebsspannungen und 0,3 Megohm Aussenwiderstand ein solcher von nur 0,6 mA. In den Röhrentabellen sind deshalb auch meist spezielle Daten für Widerstandskopplungen angegeben. Wegen seiner guten Verstärkungseigenschaften und seiner Einfachheit werden heute Widerstandsverstärker in den meisten Fällen als NF-Spannungsverstärker benutzt. Die Transformator-gekoppelte NF-Stufe wird immer mehr verdrängt, da bei dieser die Beherrschung der Frequenzcharakteristik mehr Mühe und Aufwand erfordert.



160. Widerstands-Kopplung zwischen zwei Trioden.



161. Transformator-Kopplung zur Anpassung des Röhreneingangswiderstandes an den inneren Widerstand der Vorröhre.

Transformator-gekoppelte Verstärker.

Die Übertragerkopplung, Abb. 161, wird nur bei Trioden verwendet. Hier kann durch eine Anpassung des Gitterwiderstandes (ca. 0,5 Megohm) an den niedrigen inneren Widerstand (ca. 10 Kiloohm) ein Verstärkungsgewinn erzielt werden. Wenn, wie angegeben, das Widerstandsverhältnis 1 : 50 sein soll, muss also der Übertrager 1 : 7 heraufübersetzen, was also einen ca. 7-fachen Verstärkungsgewinn ergeben kann. Aus diesem Grunde waren früher, als Trioden die am meisten verwendeten Röhren waren, solche Anordnungen häufig. Heutzutage werden Übertragerkopplungen fast ausschliesslich vor Gegentaktstufen zur Erzeugung der gegenphasigen Gitterwechselspannungen verwendet, aber auch hierfür hat man schon verschiedene Schaltungen ohne Verwendung eines Übertragers entwickelt.

Der Hauptnachteil der Übertragerkopplung ist ihre starke Frequenzabhängig-

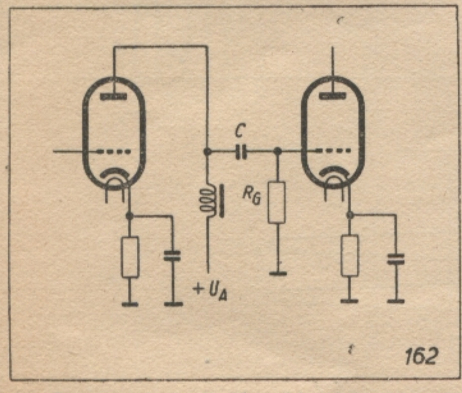
keit. Da der Aussenwiderstand von einer Induktivität gebildet wird, sinkt dieser und mit ihm die Verstärkung bei fallender Frequenz. Um bei tiefen Frequenzen noch eine ausreichende Impedanz zu erzielen, muss der Übertrager eine hohe Windungszahl besitzen. Hierdurch steigt seine Eigenkapazität, die mit der Induktivität einen Resonanzkreis bildet, dessen Resonanzstelle im oberen Übertragungsbereich liegen kann und dann oberhalb dieser einen starken Verstärkungsabfall zur Folge hat. Ausserdem kann ein Übertrager durch die Gleichstrom-Vormagnetisierung mit dem Anodenstrom zur Quelle von Verzerrungen werden. Dies alles sind die Gründe dafür, dass Übertragergekoppelte Stufen heute selten geworden sind.

Drossel-gekoppelte Verstärker.

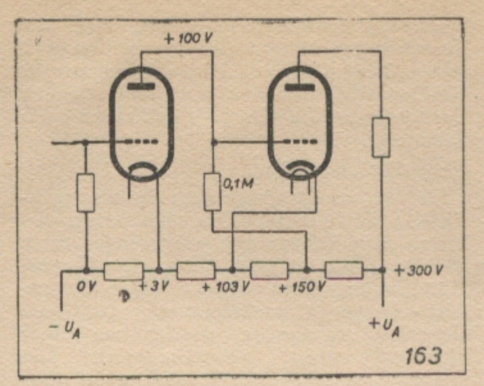
Ein Drossel-gekoppelter Verstärker, Abb. 162, entsteht, wenn man den Anodenwiderstand eines Widerstandsverstärkers durch eine Tonfrequenzdrossel ersetzt. Diese hat bei hoher Wechselstromreaktanz einen geringeren Gleichstromwiderstand als der Aussenwiderstand eines Widerstandverstärkers, wodurch der Anodenspannungsverlust geringer wird. Da aber die Reaktanz der Drossel — wie eben beim Transformator-gekoppelten Verstärker ausgeführt — frequenzabhängig ist, ist die Frequenzcharakteristik ungünstiger als bei Widerstandsverstärkern. Daher ist auch der Drossel-gekoppelte Verstärker verhältnismässig selten geworden. Doch findet man manchmal in Widerstandsstufen eine Drossel in Serie mit dem Anodenwiderstand; diese ergibt eine Verstärkungserhöhung bei höheren Frequenzen

Direkt gekoppelte Verstärker.

Beim direkt gekoppelten Verstärker liegt das Gitter der Folgeröhre direkt an der Anode der Vorröhre. Damit es trotzdem seine richtige negative Vorspannung erhält, muss die Kathode der zweiten Röhre positiver sein als die Anode der ersten. Der Vorteil solcher Anordnungen ist der Wegfall des Kopplungskondensators, der die Verstärkung bei niedrigen Frequenzen begrenzt. Die Abb. 163 zeigt die prinzipielle Anordnung, aus der man sieht, dass die verschiedenen Betriebsspannungen von einem Spannungsteiler abgegriffen werden. Die Einstellung der Abgriffe ist ziemlich kritisch, um die richtige Gittervorspannung für die zweite Röhre zu erhalten. Ausserdem ändert sich die Betriebsspannung bei Änderung der Anodenströme der beiden Röhren. Zwischen den Kathoden liegt die Anodenspannung der ersten Röhre, sodass man entweder indirekt geheizte Röhren oder zwei getrennte Heizwicklungen benutzen muss. An dem 0,1 Megohm-Widerstand entsteht die Wechselspannung nach der ersten Stufe. Der Gleichspannungsabfall an ihm ist bestimmend für die Vorspan-



62. Drossel-gekoppelte Verstärkerstufen.



163. Direkt gekoppelter Verstärker mit Spannungsteiler für die verschiedenen Betriebsspannungen.

nung der zweiten Röhre. Daher ändert sich diese bei einer Anodenstromänderung der ersten Röhre, also bei Röhrenalterung oder bei Heizspannungsschwankungen. Dies ist ein grosser Nachteil solcher Anordnungen. Übrigens soll man die erste Röhre bei eingeschaltetem Verstärker nicht herausziehen, da durch das Verschwinden des Spannungsabfalls in dem Anodenwiderstand die Ausgangsröhre eine positive Gittervorspannung erhalten würde.

Da direkt gekoppelte Stufen also verhältnismässig labile Eigenschaften haben, sind sie in Radioapparaten selten benutzt worden. In Amerika benutzt man noch eine andere Art der direkten Kopplung. Bei dieser entsteht die Wechselspannung einer Triode an ihrem Kathodenwiderstand, der deshalb nicht mit einem Kondensator überbrückt ist. Das Gitter der Endröhre liegt dann direkt an der Kathode der Vorröhre und erhält auf diese Weise gleichzeitig Wechselspannung und Vorspannung. Beide Anoden werden von derselben Betriebsspannung gespeist. Ähnliche Kathodenverstärker werden auch in anderen Fällen für Spezialzwecke verwandt. In den Empfängern sind bei dieser Schaltung Vorröhre und Endröhre oft in einem Kolben vereinigt. Eine solche sogenannte „triple-twin"-Röhre ist z. B. die 6 B 5, in der der auch schon erwähnte Kathodenwiderstand der Vorröhre eingebaut ist. Diese Anordnung gibt eine transformatorlose Phasenumkehr für eine Gegentaktstufe. Solche Röhren werden allerdings in den modernen amerikanischen Geräten weniger benutzt. In Europa ist in älteren Empfängern, besonders zwischen Audion und Endröhre, die bekannte Loftin-White-Schaltung verwandt worden. Auch bei ihr — beide Röhren sind Pentoden — werden alle Betriebsspannungen an einem Spannungsteiler abgegriffen.

Gleichspannungsverstärker.

Direkt gekoppelte Verstärker können auch Gleichspannungen verstärken und dienen hiermit z. B. als Fotozellenverstärker. Der Fotostrom fliesst dann durch einen hohen Widerstand, der gleichzeitig Gitterwiderstand der Eingangsröhre ist. Die belichtungsabhängige Stromänderung ändert somit die Gittervorspannung der ersten Röhre, was eine Änderung ihres Anodenstromes und die Steuerung der Ausgangsröhre bewirkt. Bei Verwendung von Röhren hoher Steilheit kann die Änderung bereits mehrere mA betragen, was zur Steuerung eines Messinstrumentes oder Relais vollkommen ausreicht. Mit den anderen besprochenen Verstärkertypen lassen sich Gleichspannungen natürlich nicht verstärken, weshalb direkt gekoppelte Verstärker vor allen Dingen für Messzwecke verwendet werden.

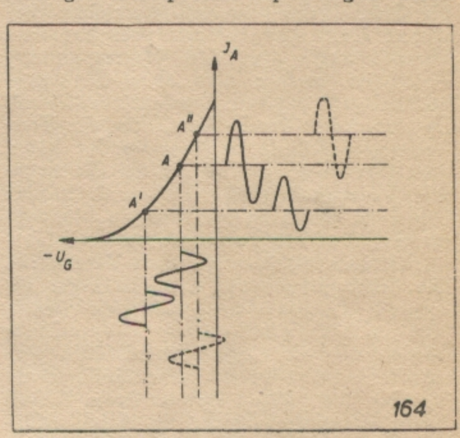
Die Endstufe.

Bei den Endstufen kann man wiederum zwei grundsätzlich verschiedene Klassen unterscheiden: Endstufen mit einer Röhre und Gegentaktendstufen.

Eintaktendstufe.

Die normale, einfache Endstufe ist ein NF-Verstärker, in dem es mehr auf Leistungsabgabe als auf Spannungsverstärkung ankommt. Um den Leistungsbedarf der Radioapparate niedrig zu halten, ist man bestrebt, Endstufen mit möglichst gutem Wirkungsgrad zu bauen. Das bedeutet, dass ein möglichst hoher Prozentsatz der aufgewandten Gleichstromleistung (Anodenverlustleistung) in Tonfrequenzleistung umgewandelt wird. Ausserdem werden minimale Verzerrungen angestrebt. Der Lautsprecher — wir denken hier an den heute fast ausschliesslich verwendeten dynamischen Lautsprecher — wird über einen Transformator angeschlossen, der den niederen Schwingspulenwiderstand an die Röhren anpasst.

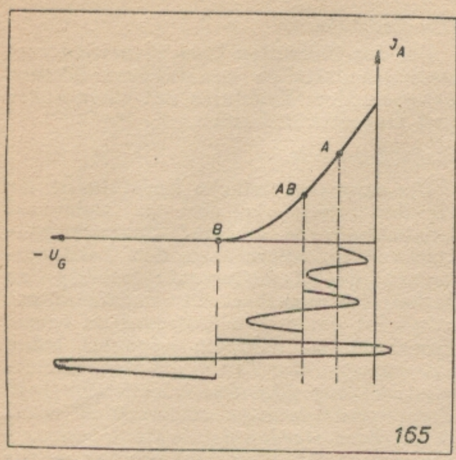
Als Endstufe werden sowohl Trioden als auch Pentoden verwandt. Bei den letzteren ist die Verstärkung höher, d. h. sie benötigen eine geringere Gitterwechselspannung und also eine geringere Vorverstärkung für die gleiche Ausgangsleistung als Trioden. Allerdings ergeben sie auch einen höheren Klirrfaktor, der schon bei geringen Abweichungen von der richtigen Lautsprecheranpassung merklich



164. Nur wenn der Arbeitspunkt (A) in der Mitte des geraden Kennlinienteil liegt, arbeitet die Endstufe verzerrungsfrei.

ansteigt. Die Verzerrungen werden dann minimal, wenn der Aussenwiderstand ein rein Ohm'scher Widerstand ist. Um dies anzunähern, legt man meist einen Kondensator parallel zur Primärwicklung des Ausgangstransformators, der gleichzeitig die in der Pentode entstehenden hohen Zischtöne schwächt. Die Verzerrungen einer Pentode bestehen vor allem aus ungeraden (dritten, fünften usw.) Harmonischen, wogegen die Verzerrungen einer Triode vor allen Dingen aus der zweiten Harmonischen bestehen.

Für beide Röhren ist es für optimale Leistung und Wiedergabe wichtig, dass sie die richtige Gittervorspannung erhalten. Dies verdeutlicht Abb. 164. Der Arbeitspunkt soll in der Mitte (A) des geraden Teiles der Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie liegen. Liegt er bei zu grosser Vorspannung (A'), so wird die Röhre von der Tonfrequenz bis in die Krümmung hinein ausgesteuert, wodurch Verzerrungen entstehen. Um diese zu vermeiden, müsste man die Eingangswechselspannung, also die Lautstärke, herabsetzen. Ist die Vorspannung aber zu positiv (A''), so werden die Verzerrungen durch eine Aussteuerung ins



165. Arbeitspunkt beim A-, AB- und B-Verstärker.

Gitterstromgebiet hinein entstehen. Man nennt einen Verstärker, dessen Arbeitspunkt in der Mitte des geraden Kennlinienteiles liegt, einen A-Verstärker.

A-, AB-, B-Verstärker.

Die Bezeichnung A-, AB-, B- und auch C-Verstärker bringt uns eine neue Einteilung. Die Unterschiede liegen, wie Abb. 165 zeigt, in der verschiedenen Wahl des Arbeitspunktes. Wir wiederholen, dass der Arbeitspunkt des A-Verstärkers in der Mitte des geraden Kennlinienteiles liegt, wobei die zulässige Amplitude durch die Grösse des linearen Bereiches bestimmt ist. Der B-Verstärker hat eine Vorspannung, die der Sperrspannung gleich ist, sodass also ohne Eingangswechselspannung kein Anodenstrom fliesst. Da ausserdem im B-Verstärker die Tonfrequenzamplitude so gross werden kann, dass ihre positiven Halbwellen die negative Vorspannung übertreffen, d. h. das Gitter zu positiven Spannungen hin aussteuern, sind die Verzerrungen im B-Verstärker immer grösser als im A-Verstärker. Die Eingangsspannung ist also mehr als doppelt so gross als die zulässige Amplitude beim A-Verstärker. B-Verstärker werden nur als Gegentaktendstufen verwandt, wobei während jeder Halbperiode in einer der Röhren Anodenstrom fliesst.

Die Gittervorspannung des AB-Verstärkers liegt zwischen der des A-Verstärkers und der des B-Verstärkers. Die zulässigen Wechselspannungen sind grösser als im A-Verstärker. Für Eintaktbetrieb kommt AB-Schaltung auch nicht in Frage, da die Verzerrungen beträchtlich sind. Aber für Gegentaktendstufen, in denen sich die Verzerrungen kompensieren, wird sie gern verwandt. C-Verstärker, die es nur in HF-Sendern gibt, nennt man Stufen, deren Vorspannung die des B-Verstärkers noch übersteigt.

Gegentaktendstufen.

Im Gegentaktverstärker, dessen prinzipielle Anordnung Abb. 166 zeigt, arbeiten zwei Röhren mit entgegengesetzten Phasen. Man benötigt dazu eine Gegentakt-Eingangsspannung und einen Gegentakt-Ausgangstransformator, der die Gegentaktspannungen wieder zu einer Eintakt-Spannung zusammensetzt. Die Eingangsspannung erhält man meist über einen Gegentakttransformator. In modernen Geräten werden auch Phasendreher-Anordnungen ohne Transformator benutzt.

Gegentakt-A-Verstärker.

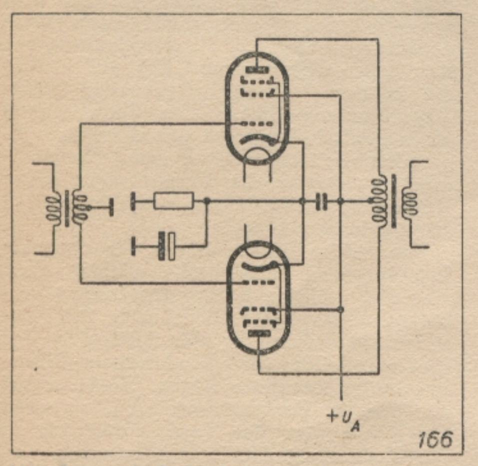
In Gegentaktstufen werden sowohl A- als auch B-Verstärker verwandt. Die A-Verstärker haben einen verhältnismässig geringen Wirkungsgrad mit hoher Wiedergabegüte, wogegen die B-Verstärker einen bedeutend höheren Wirkungsgrad, aber geringere Wiedergabequalität besitzen. Beides ist aus den obigen grundsätzlichen Erläuterungen über die verschiedenen Verstärkerklassen ersichtlich. In einer A-Verstärker-Gegentaktstufe ergeben die beiden Röhren etwa dieselbe Leistung wie zwei bis drei parallel geschaltete Röhren gleichen Typs. Der Gegentaktkreis gleicht harmonische Verzerrungen und auch Brummspannungen, die über die Filter in den Anodenstrom kommen können, weitgehend aus. Daher benötigt der Anodenstrom für Gegentaktstufen eine geringere Filterung als der für die anderen Stufen. Man greift deshalb die Anodenspannung für diese oft direkt am Ladekondensator ab, wodurch der Spannungsabfall an der Siebdrossel eingespart wird. Die Verzerrungs- und Brummkompensation der beiden Röhren wirkt aber nur solange, wie sie gleiche Kennlinien und gleiche Anodenströme besitzen. Unsymmetrien verschlechtern die Wiedergabequalität beträchtlich. Um die Anodenströme zweier unterschiedlicher Röhren auszugleichen und sie auch während der Alterung gleich zu erhalten, ist oft die Vorspannung einer oder beider Röhren regelbar.

In einer A-Stufe fliessen die Anoden-Ruheströme der beiden Röhren gleichzeitig in entgegengesetzter Richtung durch die Primärwicklung des Ausgangsübertragers, sodass sich die Magnetisierungen gegenseitig aufheben. Deshalb können mit verhältnismässig kleinen Kernen gute Übertragungsqualitäten erzielt werden. (Durch Gleichstromvormagnetisierung sinkt die Induktivität eines Übertragers, und man müsste, um auch die tiefen Töne gut zu verstärken, zum Ausgleich grössere Kerne benutzen.) Gegentaktstufen haben in manchen Fällen eine Neigung zum Pfeifen, das durch wilde Schwingungen hervorgerufen wird. Sie werden durch R-C-Filter unterdrückt. Man findet in Gegentaktverstärkern grosser Leistung auch manchmal in der gemeinsamen Anodenzuleitung eine zusätzliche Tonfrequenzdrossel, die vor allen Dingen eine Rückwirkung der Tonfrequenzspannungen über die Anodenleitung auf die Vorstufen verhindert.

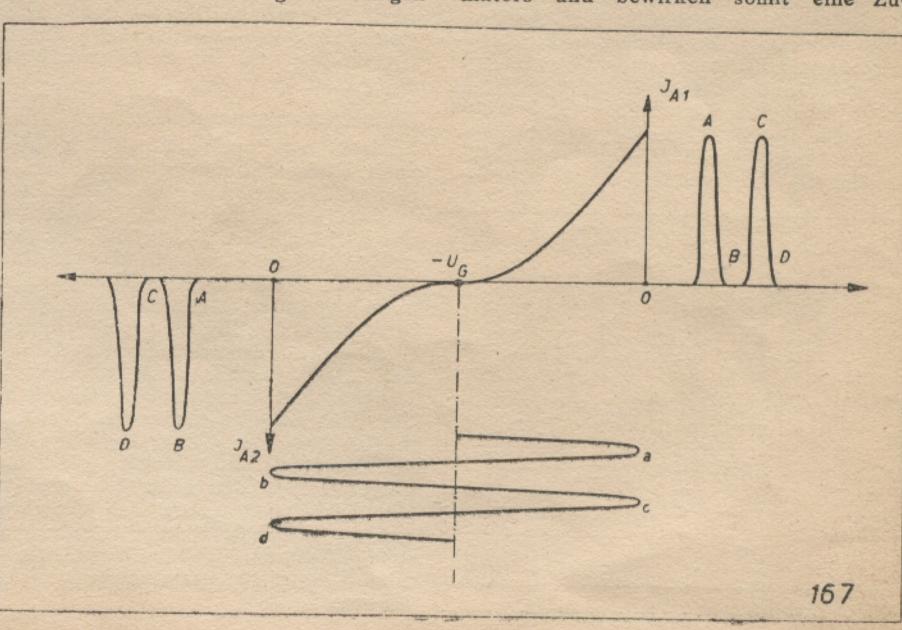
Jede Abhängigkeit des Anodenstromes einer A-Gegentaktstufe von der Eingangsamplitude, die durch Aussteuerung über einen nichtlinearen Kennlinienteil entsteht, deutet auf Übersteuerung oder falsche Vorspannung hin. Der Anodenstrom darf sich daher mit der Eingangsamplitude nicht ändern.

Gegentakt-B-Verstärker.

Der B-Gegentaktverstärker hat den Vorteil eines bedeutend höheren Wirkungsgrades. Deshalb wird er besonders gern in Batteriegeräten benutzt, um mit einer niederen Gleichstromleistung auszukommen. Jede Röhre führt in B-Schaltung nur in der für sie positiven Halbwelle der Eingangswechselspannung Anodenstrom. Ihre Wirkungsweise wird an Hand von Abb. 167 erklärt. Hier sind die Gitterspannungs-Anodenstrom-Kennlinien von zwei Röhren entgegengesetzt gezeichnet, um der Gegentaktwirkung gerecht zu werden, und so zusammengesetzt, dass sich die beiden Kennlinien im Sperrpunkt ($-U_G$) berühren. Um diese gemeinsame Vorspannung pendelt die Eingangswechselspannung symmetrisch, wie es in der Abbildung gezeigt ist. Wenn die Wechselspannung nach rechts hin ausschlägt (a, c), fliesst in der Röhre 1 Anodenstrom (I_{A1}), wie es die Kurvenzüge A und C zeigen. Während in dieser Röhre Strom fliesst, ist die Röhre 2 gesperrt. Während der nach links gezeichneten Halbwelle der Gitterwechselspannung (b, d) ist die Wirkung umgekehrt; im Anodenkreis der Röhre 2 entstehen die Halbwellen B und E. Beide Anodenströme fliessen durch die Primärwicklungshälften des Ausgangstransformators und bewirken somit eine Zu-



166. Gegentakt-Endstufe mit zwei Pentoden und Gegentakt-Eingangs- und Ausgangs-Transformator.



167. Funktion des B-Gegentaktverstärkers.

sammensetzung des Flusses in der Sekundärwicklung zur Ausgangsspannung. Man hat Röhren für B-Verstärker entwickelt, die schon bei sehr kleinen Vorspannungen gesperrt sind, wodurch man die feste Gittervorspannung einspart. Sie sind besonders beliebt in Amerika. Man sieht aus der Darstellung, dass bei Unsymmetrien der Anodenströme beträchtliche Verzerrungen auftreten werden, die sich unter denselben Bedingungen wie beim A-Verstärker weitgehend kompensieren.

Der Treiber.

Da die Gitter in der B-Stufe bei voller Aussteuerung positiv werden, kann ein Gitterstrom fliessen. Dann verbraucht der Eingangskreis also eine merkliche Leistung, die von der vorhergehenden Stufe aufgebracht werden muss. Man benötigt daher für B-Verstärker eine Vorstufe mit einer gewissen Tonfrequenzleistung zur Abgabe dieser Gittereingangsleistung. Diese Röhre heisst die Treiberröhre.

Die Gegentakt-Eingangsspannung.

Zur Erzeugung der Gegentaktspannung für die Gitter der Röhren ist die einfachste Methode die Benutzung eines Gegentakttransformators. Allerdings entstehen hierbei durch die Verwendung desselben die bekannten Schwierigkeiten in der Frequenzcharakteristik. In dem Bestreben, möglichst wenig Übertrager im Tonfrequenz-Verstärker zu verwenden, ist man neuerdings zu Schaltungen übergegangen, mit denen man ohne Transformator eine Gegentaktspannung herstellen kann. Da hierfür eine grössere Anzahl von Schaltmöglichkeiten bekannt ist, gibt es in Radioapparaten schon verschiedene Varianten solcher Phasendreher.

Phasendreher.

Abb. 168 zeigt die Phasendreheranordnung aus dem Kammermusikgerät KMG IV/B von Siemens (EVa. Nr. 20, Seiten 1845/47). Die als Triode geschaltete EF 12 erhält ihre Eingangsspannung von der Vorröhre; sie hat sowohl im Anoden- wie im Kathodenkreis je einen Arbeitswiderstand von 20 000 Ohm. Der 2000 Ohm-Kathodenwiderstand dient zur Gittervorspannungserzeugung. An den beiden Arbeitswiderständen entsteht eine gegenphasige Spannung gleicher Amplitude. Dies ist klar, wenn man bedenkt, dass eine Stromerhöhung von z. B. 1 mA in beiden einen Spannungsabfall von 20 V hervorruft. Der Spannungsabfall ist im Kathodenkreis positiv gegen Masse (die Kathode liegt auf +52 V), da die Spannung gegen Masse abgegriffen wird, im Anodenkreis aber negativ, da eine Erhöhung des Spannungsabfalls eine Verminderung der positiven Spannung an der Anode hervorruft und das entgegengesetzte Ende des Arbeitswiderstandes über 3,5 µF wechselstrommässig an Masse liegt. Die Schaltung der beiden Endröhren EL 12 ist symmetrisch; 50 000 pF und 0,7 Megohm bilden Kopplungskondensator und Gitterableitwiderstand, die 1 Kiloohm-Serienwiderstände dienen zur Unterdrükkung von wilden Schwingungen. Die Gittervorspannungen entstehen getrennt an den 180 Ohm—100 µF-Kathodenkombinationen. Die 1000 pF Kondensatoren sind die bei Pentoden üblichen Parallelkondensatoren, die in Gegentaktendstufen, da diese von sich aus nur wenig Harmonische ergeben, kleiner sind als in einfachen Endstufen. Der 150 Ohm-Widerstand in der Anodenzuleitung dient zur weiteren Unterdrückung von eventuellen Kopplungen und Störschwingungen.

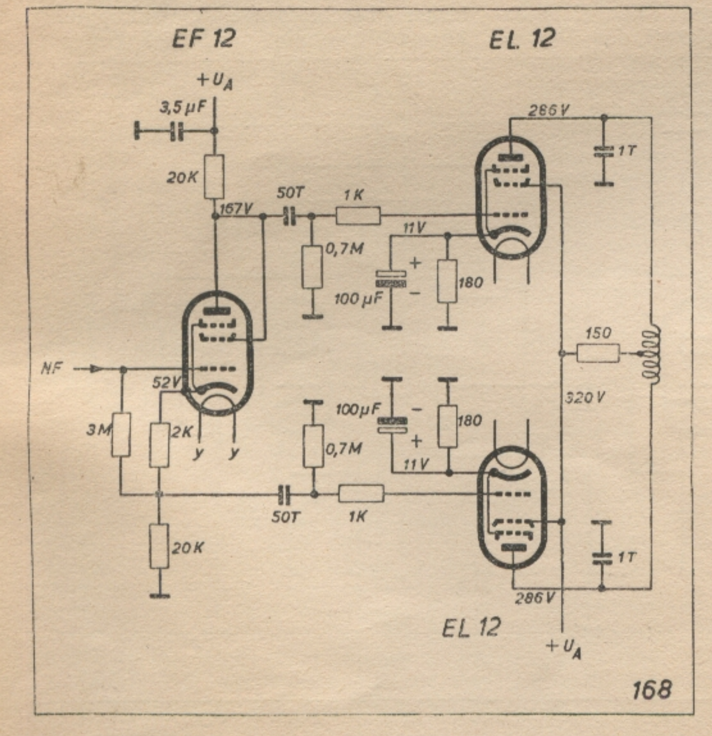
Andere Phasenumkehrer benutzen eine zusätzliche Röhre, wie es aus dem Beispiel 169 hervorgeht. Der Röhre I wird die Spannung aus dem NF-Verstärker zugeführt, sie selbst arbeitet als Widerstandsverstärker. Das Gitter von II erhält über den Spannungsteiler R_1—R_2, der gleichzeitig Gitterwiderstand der oberen Gegentaktendröhre ist, einen Teil der verstärkten Spannung. Durch die Verstärkung in Röhre II wird die Phase umgekehrt, denn eine positive Halbwelle am Gitter erhöht den Anodenstrom und damit den Spannungsabfall im Anodenkreis; sie wird also hier zur negativen Halbwelle. Diese in der Phase umgekehrte Spannung wird dem Gitter der unteren Gegentaktröhre zugeführt. Gleiche Amplitude bei der Gegentaktspannung wird durch die symmetrischen Anodenkreise der Vorröhren und die richtige Spannungsteilereinstellung erzielt. Die Vielzahl weiterer Anordnungen ähnelt diesen beiden typischen Beispielen.

Gegenkopplung.

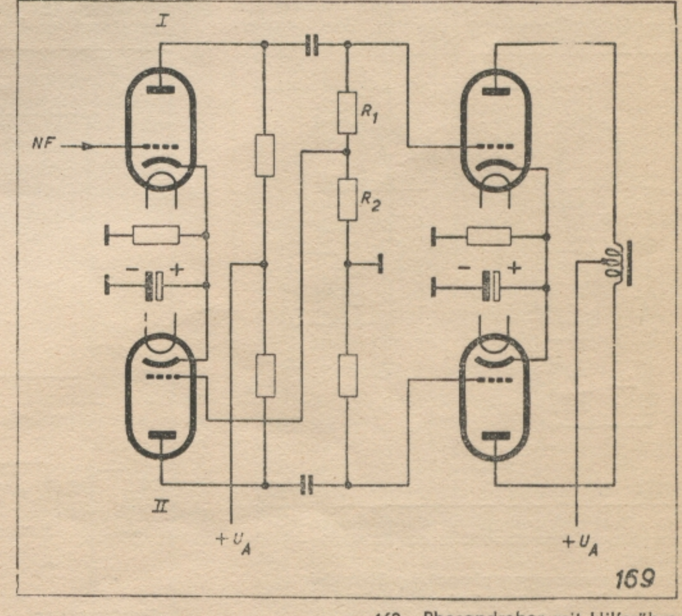
Wenn wir unter Rückkopplung eine Wirkung verstanden, die durch einen Einfluss der verstärkten Spannung auf die Eingangsspannung den Verstärkungsgrad erhöhte — wobei die Erhöhung bis zur Selbsterregung gehen kann —, so versteht man unter Gegenkopplung gerade das Gegenteil. D. h. wir sprechen von Gegenkopplung immer dann, wenn eine Wirkung der Ausgangsspannung auf die Eingangsspannung den Verstärkungsgrad vermindert. Gegenkopplungen können sich ebenso wie Rückkopplungen entweder über eine oder über mehrere Stufen auswirken. Sie sind fast immer frequenzabhängig und führen daher zu Wiedergabekorrekturen oder Verzerrungen, je nachdem ob sie absichtlich angewandt oder unerwünschte zwangsläufige Folgen bestimmter Anordnungen sind.

Gegenkopplung durch den Kathodenwiderstand.

Eine bei allen Verstärkern mit automatischer — d. h. am Kathodenwiderstand erzeugter — Gittervorspannung auftretende Gegenkopplung bewirkt der Kathodenwiderstand. Diese entsteht folgendermassen, wobei wir für den Augenblick annehmen wollen, dass die Röhre ohne Kathodenkondensator arbeitet: Während der positiven Halbwelle am Gitter steigt der Anodenstrom und daher auch der Spannungsabfall am Kathodenwiderstand. Dies aber verschiebt das augenblickliche Gitterpotential ins Negative, schwächt also die Eingangswechselspannung, die ins Positive steuert. Während der negativen Halbwelle vermindert sich der Anodenstrom und mit ihm die Anodenspannung; das Gitterpotential wird positiver und die Wirkung der negativen Halbwelle ist verringert. Um diese Gegenkopplung zu unterdrücken, wird der Kathodenwiderstand mit einem Kathodenkondensator, der die Wechselspannungskomponente kurzschliesst, überbrückt. Der Grad der Glättung der Vorspannung hängt von seiner Reaktanz ab und wird, da diese bei fallender Frequenz wächst, bei den tiefen Frequenzen schlechter. Bei Frequenzen, bei denen die Reaktanz des Kondensators noch weniger als $^1/_5$ des Kathodenwiderstandes beträgt, stört die



168. Phasendreher mit zwei symmetrischen Arbeitswiderständen im Kathoden- und Anodenkreis.



169. Phasendreher mit Hilfsröhre.

Gegenkopplung durch die restliche Welligkeit der Kathodenspannung noch nicht. Als Kathodenkondensator werden in HF-Verstärkern Kapazitäten von 0,03—0,2 μF vorkommen. Im NF-Verstärker und vor allem in der Endstufe werden Kondensatoren bis zu 100 μF verwandt. Hier werden dann natürlich Elektrolytkondensatoren eingebaut.

Auch die verstärkungsschwächende Wirkung des Durchgriffs ist eine Art Gegenkopplung. Wir hatten bei Besprechung der Röhren gesehen, dass bei der positiven Halbwelle der ansteigende Strom den Spannungsabfall am Aussenwiderstand erhöht. Hierdurch sinkt die Anodenspannung, was dem Stromanstieg entgegenwirkt. Diese Verstärkungsbegrenzung ist nur bei Trioden von Einfluss, da der Durchgriff von Pentoden so klein ist, dass er nicht merkbar wird. Die Durchgriffswirkung ist nur bei sehr hohen Frequenzen frequenzabhängig. Da es sich aber hier um eine Röhren- und nicht um eine Schaltungseigenschaft handelt, spricht man in diesem Falle nicht von Gegenkopplung.

Gegengekoppelte Verstärker.

Die Tatsache, dass Gegenkopplungen leicht frequenzabhängig gemacht werden können, ergibt eine Möglichkeit, die Frequenzcharakteristik eines Verstärkers zu beeinflussen. Die ausgezeichnete Wiedergabequalität moderner Empfänger wird besonders durch solche Anordnungen erreicht. Gegenkopplungen sind erst modern geworden, seit man mit den leistungsfähigen Röhren in den Apparaten einen gewissen Verstärkungsüberschuss erzielen kann; denn jede Gegenkopplung bedingt einen Verstärkungsverlust. Die verschiedenen Schaltungen führen der Eingangsspannung einen Prozentsatz der Anodenwechselspannung so zu, dass diese der Eingangswechselspannung entgegen wirkt. Der Grad der Kompensation bei den verschiedenen Frequenzen hängt von deren Verhältnis in der Ausgangsspannung und von der Übertragungscharakteristik der Gegenkopplungsschaltung ab. Bei einer frequenzunabhängigen Gegenkopplung z. B. wird in einem Verstärker, der die höheren Frequenzen bevorzugt, die Gegenkopplung der höheren Frequenzen wirksamer sein. Sie werden dementsprechend mehr geschwächt. Man kann daher mit der Gegenkopplung die in den gegengekoppelten Stufen entstehenden Verzerrungen weitgehend herabsetzen. Gleichzeitig verringert sich der Netzbrumm. Je nachdem, ob die Gegenkopplungsspannung dem Anodenwechselstrom oder der Anodenwechselspannung proportional ist, spricht man von Strom- oder Spannungs-Gegenkopplung.

Stromgegenkopplung.

Aus Abb. 170 geht hervor, dass die Stromgegenkopplung in ihrer einfachsten Ausführung dem beim Kathodenwiderstand Besprochenen fast völlig entspricht. Ausser dem normal überbrückten Kathodenwiderstand liegt ein weiterer Widerstand R in der Kathodenleitung, an dem die Gegenkopplungsspannung U_g erzeugt wird. U_g liegt in Reihe mit der Eingangswechselspannung U_e und kompensiert teilweise U_e. Durch die Stromgegenkopplung wird die wirksame Steilheit verringert und der innere Widerstand der Röhre erhöht. Dagegen bleibt der Durchgriff und damit die maximale Verstärkungsziffer konstant. Die hier geschilderte, besonders bei Trioden angewandte Stromgegenkopplung schwächt die tiefen Töne mehr als die hohen, wodurch letztere hervorgehoben erscheinen. Es kommen auch Schaltungen vor, in denen der zusätzliche Widerstand und der normale Kathodenkondensator eingespart werden, wobei dann am gleichen Widerstand Vorspannung und Gegenkopplungsspannung entstehen. Wenn man mit einer Stromgegenkopplung die höheren Frequenzen stärker gegenkoppeln will, benutzt man an Stelle des Widerstandes R eine Tonfrequenzdrossel. Damit steigt der Gegenkopplungswiderstand — und entsprechend Gegenkopplungsspannung und Gegenkopplungsgrad — mit steigender Frequenz.

Spannungsgegenkopplung.

Die Spannungsgegenkopplung zeigt Abb. 171. Die Anodenwechselspannung wird über den Kondensator C und den Widerstand R dem Gitter zugeführt. Dieser Widerstand und der Gitterwiderstand R_G bilden den Spannungsteiler für die Gegenkopplungsspannung U_g, die an demselben Widerstand R_G liegt wie die Eingangswechselspannung. Die Spannungsgegenkopplung verringert den inneren Widerstand und vergrössert den Durchgriff (verkleinert den maximalen Verstärkungsfaktor); die Steilheit bleibt ungeändert. Dass der Durchgriff erhöht wird, sieht man an der steigenden Wirkung der Anodenwechselspannung auf die Steuerspannung, die durch den Durchgriff gemessen wird. Da die Steilheit konstant bleibt, muss sich deshalb nach der Barkhausen-Formel der innere Widerstand verringern. Die Spannungsgegenkopplung schwächt vor allem durch die Wirkung des Kopplungs-Kondensators die hohen Töne, wobei für die Frequenzcharakteristik die Grösse des Kopplungskondensators C im Verhältnis zu dem Widerstand R massgebend ist. Sowohl dies als auch die Tatsache der Verkleinerung des inneren Widerstandes sind die Gründe dafür, dass sie meist bei Pentoden angewandt wird.

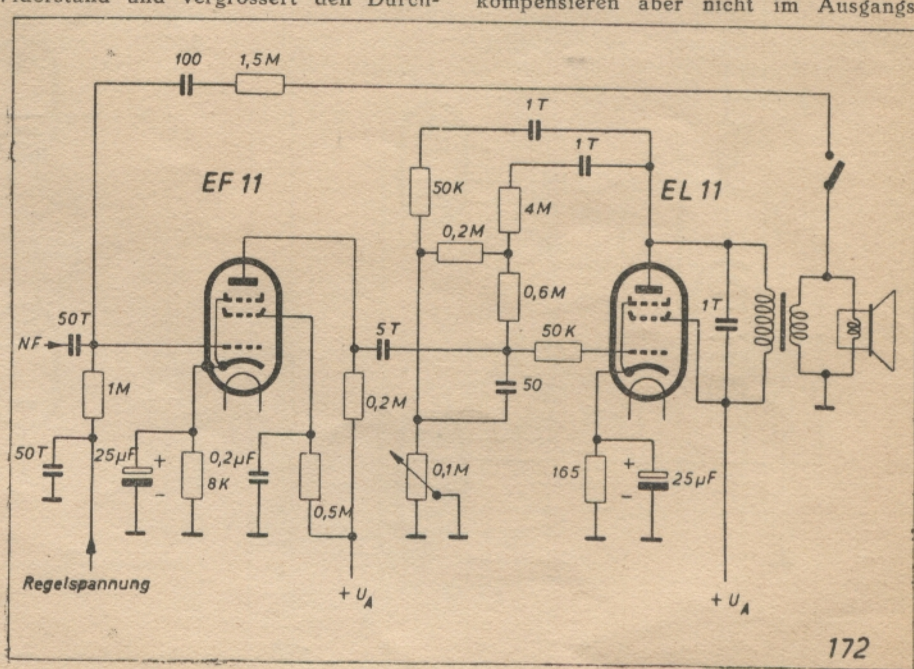
NF-Stufe mit dreifacher Gegenkopplung.

Abb. 172 zeigt als Beispiel für eine NF-Stufe die des Super Schaub KW 40 W (EVa. Nr. 18, Seite 1673). Die Vorröhre EF 11 arbeitet als Widerstandsverstärker mit automatischer Gittervorspannung und wird ausserdem geregelt. Die verstärkte Wechselspannung wird über 5000 pF dem Gitter der EL 11 zugeführt, dessen Vorspannung an der Kombination 165 Ohm—25 μF erzeugt wird. Der Gitterableitwiderstand von insgesamt 0,9 Megohm ist dreimal unterteilt, und vor dem Gitter liegen ausserdem 50 Kiloohm. Der dynamische Lautsprecher ist über den Ausgangstransformator angekoppelt, zu dessen Primärwicklung 1000 pF parallel liegen.

Der ganze NF-Verstärker ist dreifach gegengekoppelt. Die Anodenwechselspannung von der Anode der EL 11 wird über 1000 pF—4 Megohm auf ihr Gitter gegengekoppelt. Hier wirken die 0,3 Megohm als untere Hälfte des Spannungsteilers — obere Hälfte 4 Megohm. Ausserdem wird dieselbe Spannung noch mit variabler Amplitude durch das 0,1 Megohm-Potentiometer über 1000 pF und 50 Kiloohm gegengekoppelt. Der 50 pF-Kondensator stellt mit demselben Potentiometer für die hohen Frequenzen eine regelbare Belastung der von der EF 11 verstärkten NF dar. Mit dieser und der gleichzeitig geregelten zweiten Gegenkopplung haben wir hier ein erstes Beispiel einer Klangfarben-Regelung. Beide bisher beschriebenen Gegenkopplungen kompensieren aber nicht im Ausgangs-

170. Stromgegenkopplung durch Gegenkopplungs-Widerstand R in der Kathodenleitung.

171. Spannungsgegenkopplung über den Kondensator C und den Widerstand R, deren Verhältnis die Frequenzcharakteristik der Gegenkopplung bestimmt.



172. Dreifach gegengekoppelter und fadinggeregelter NF-Verstärker.

transformator entstehende Verzerrungen, da sie ihre Spannungen vor diesem abgreifen. Um diese Verzerrungen zu kompensieren, greift eine dritte Gegenkopplung ihre Spannung an der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators ab und führt sie über 1,5 Megohm—100 pF dem Gitter der EF 11 zu. Auch hier ist wieder der Gitterableitwiderstand die untere Hälfte des Spannungsteilers.

Bei der ersten der drei Gegenkopplungen dient der 100 pF-Kondensator zur Blockierung der Anodenspannung; seine Reaktanz ist bei allen Frequenzen klein gegen den Widerstand von 4 Megohm, sodass er keinen Einfluss auf die Frequenzcharakteristik ausübt. Anders ist es bei den beiden anderen Anordnungen, deren Kondensatoren (1000 pF und 100 pF) eine schwächere Gegenkopplung der tiefen Töne bewirken, da bei diesen bei fallender Frequenz mit ihrer Reaktanz die obere Hälfte des Spannungsteilers merklich anwächst.

Schallplattenwiedergabe.

Für die Schallplattenwiedergabe mit dem Radioapparat wird die Spannung vom Tonabnehmer an geeigneter Stelle dem NF-Verstärker zugeführt. Es kommt hierfür meist das Gitter der ersten NF-Röhre in Frage, allerdings sind auch — besonders in älteren Geräten — andere Anordnungen verwandt worden. Wenn zwei Buchsen zum Anschluss vorgesehen sind, führt die eine (meist über einen Serienkondensator) in den Verstärker, die andere ist geerdet. Bei drei Buchsen liegt die eine direkt an Masse, eine zweite entweder direkt oder über einen Kondensator an Masse und die dritte ist die spannungführende. Oft ist diese mit einem Widerstand von einigen 10 bis 100 Kiloohm belastet, um keine zu langen hochohmigen Leitungen zu haben. Bei Allstromgeräten werden auch häufig aus Erdungsrücksichten Eingangstransformatoren benutzt.

XVII. REGELEINRICHTUNGEN

LAUTSTÄRKEREGELUNG · REGELUNG DER HF-AMPLITUDE · RÜCKKOPPLUNGSREGELUNG · REGELUNG DER BETRIEBSSPANNUNG · NF-LAUTSTÄRKEREGLER · GEHÖRRICHTIGE LAUTSTÄRKEREGELUNG · FADING-REGELUNG · VOR- UND RÜCKWÄRTSREGELUNG · VERZÖGERTE REGELUNG · GERÄUSCH-UNTERDRÜCKER · TONREGLER · TONREGELUNG DURCH GEGENKOPPLUNG · TONREGELUNG DURCH BELASTUNG · TONREGELUNG DURCH RESONANZKREISE · BANDBREITENREGELUNG · BANDBREITENREGELUNG DURCH KOPPLUNGSÄNDERUNG · BANDBREITENREGELUNG DURCH DÄMPFUNG · AUTOMATISCHE SCHARFABSTIMMUNG · RÖHREN ALS REAKTANZEN · DER FREQUENZABHÄNGIGE GLEICHRICHTER · DYNAMIKENTZERRUNG.

Unter Regeleinrichtungen eines Empfängers werden in diesem Zusammenhang sowohl solche, die von aussen von Hand eingestellt werden, als auch selbsttätige verstanden. Von den von Hand vorzunehmenden Einstellungen wurde über die Abstimmung mittels Drehkondensator auf die gewünschte Station bereits alles gesagt.

Lautstärkeregelung.

Neben der Abstimmung ist die Lautstärke die wichtigste einstellbare Grösse. Eine Lautstärkeregelung soll erstens an sich keine Dämpfung darstellen, muss aber zweitens in der Lage sein, auch die stärksten Stationen bis fast zur Unhörbarkeit zu schwächen. Diese beiden Forderungen sind in modernen Geräten selbstverständlich erfüllt, verursachten aber früher beträchtliche Schwierigkeiten. Besonders um das zweite zu erreichen, haben manche Geräte zwei Lautstärkeregler oder einen Regler und einen Nah-Fernschalter. Man kann die Regler nach den Spannungen, die sie verändern, in HF-, NF- und Betriebsspannungsregler einteilen.

Regelung der HF-Amplitude.

Die HF-Regler liegen im Eingangskreis. Hier sind Widerstands-, Kapazitäts- und Kopplungsänderungen möglich. Die Variation der induktiven Kopplung geschieht entweder dadurch, dass man die Windungszahl der Antennenspulen variiert oder die Kopplung zwischen einer Antennenspule mit fester Windungszahl und der Gitterspule ändert. Die Windungszahländerung wird am einfachsten, wie beim VE 301, durch verschiedene Antennenbuchsen an den einzelnen Abgriffen durchgeführt oder bequemer durch Umschaltung des Antennenanschlusses. Die Kopplung kann durch eine schwenkbare Antennenspule, wie beim VE 301 Dyn, geändert werden. Kapazitive Regler benutzen meist Differential-Drehkondensatoren, wobei entweder die Antenne am Rotor, Vorkreis und Masse an den beiden Statoren oder aber der Vorkreis am Rotor und die beiden anderen Anschlüsse an den Statoren liegen. Regelbare Widerstände sind sowohl in Serie mit der Eingangsspule als Spannungsteiler oder auch als Dämpfung benutzt worden.

Alle diese Regler haben beträchtliche Nachteile. Die meisten beeinflussen die Abstimmung, d. h. man muss diese bei Änderung der Lautstärke nachregeln. Ausserdem führt die kleinste Unregelmässigkeit der Regelwiderstände oder Quetschkondensatoren zu einem unerträglichen Krachen im Lautsprecher, da jede Störung von dem Gerät verstärkt wird. Dies sind die Hauptgründe, weshalb HF-Lautstärkeregler heute kaum noch verwendet werden.

Rückkopplungsregelung.

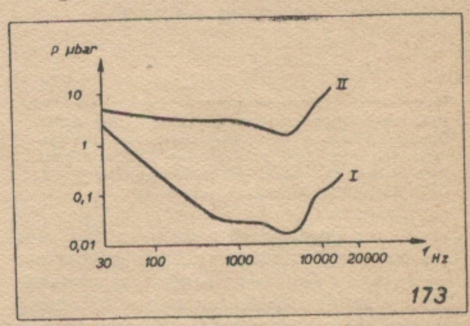
In gewisser Weise ist auch die schon besprochene, regelbare Rückkopplung eine HF-Lautstärkeregelung. Allerdings kann durch sie nur die Lautstärke schwacher Stationen heraufgesetzt, nicht aber die starker vermindert werden, deshalb wird neben ihr immer noch eine eigentliche Lautstärkeregelung verwandt, sodass die Rückkopplung mehr zur Empfindlichkeitsregelung dient.

Regelung der Betriebsspannung.

Zur Lautstärkeregelung über die Betriebsspannungen kommen nur Gittervorspannung oder Schirmgitterspannung in Frage. Die Gittervorspannung kann über einen variablen Kathodenwiderstand oder einen Spannungsteiler für die feste Vorspannung variiert werden. In jedem Fall finden Regelröhren Verwendung. Röhren mit normaler Kennlinie würden bei höheren Gittervorspannungen starke Verzerrungen ergeben. Die Schirmgitterspannung wird fast ausschliesslich über einen variablen Schirmgitterspannungsteiler eingestellt. Da hier in den meisten Fällen ein merklicher Gleichstrom über das Potentiometer fliesst, werden diese verhältnismässig schnell schadhaft, was wiederum unerwünschte Wackelkontakte und entsprechendes Krachen im Lautsprecher ergeben kann. Auch die Regelung von Betriebsspannungen zur Lautstärkeeinstellung wird immer seltener.

NF-Lautstärkeregler.

Als Lautstärkeregler dominiert heute ein Potentiometer, das die Eingangsspannung des NF-Verstärkers variiert. Hierzu



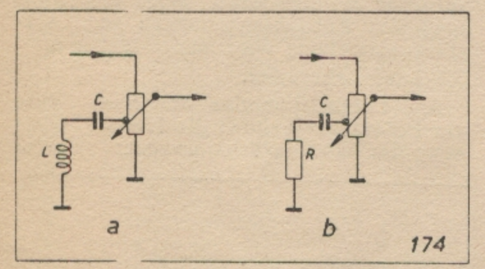
173. Notwendiger Schalldruck p für eine bestimmte Lautstärke in Abhängigkeit von der Frequenz. Hörkurve I: Zimmerlautstärke (40 phon), II: Volle Lautstärke (80 phon).

wird meist der Gitterableitwiderstand der ersten NF-Stufe als Potentiometer ausgeführt, an dem die NF-Spannung liegt und von dessen Schleifer ein Teil derselben dem Gitter zugeführt wird. Häufig findet man auch, dass die NF-Spannung vom Schleifer über einen Kopplungskondensator auf das Gitter gelangt und ein eigener Ableitwiderstand zur Zuführung der Gittervorspannung dient. Man benutzt Potentiometer mit logarithmischer Kennlinie, da das menschliche Ohr Vervielfachungen, z. B. Verdopplung der Lautstärke, bei allen Lautstärken als gleiche Unterschiede wahrnimmt, nicht aber die Vergrösserung derselben um einen konstanten Betrag. Dies entspricht einer logarithmischen Empfindlichkeitsskala des Gehörs.

Gehörrichtige Lautstärkeregelung.

Man hat bei diesen Reglern auch die Möglichkeit, einer Besonderheit des menschlichen Ohres Rechnung zu tragen. Das Ohr ist nämlich nicht für alle Frequenzen gleichmässig empfindlich und die Empfindlichkeitskurve (sogenannte Ohr- oder Hörkurve) ändert sich ausserdem mit der Lautstärke. Die beiden Kurven der Abb. 173 geben in Abhängigkeit von der Frequenz den für konstante, wirklich gehörte Lautstärke nötigen Schalldruck. Dieser ist ein Mass für die objektiv vom Lautsprecher abgegebene, akustische Leistung. Kurve I entspricht geringer

Zimmerlautstärke, Kurve II gibt die Verhältnisse bei maximaler Lautstärke wieder. Das Ohr hat, wie aus beiden Kurven hervorgeht, bei mittleren Frequenzen (800—4000 Hz) ein deutliches Empfindlichkeitsmaximum; denn für die festgelegte Lautstärke ist hier ein geringerer Schalldruck erforderlich. Man hört daher bei gleicher Lautsprecheramplitude die hohen und tiefen Töne schwächer als die mittleren. Dieser Effekt ist bei geringerer Lautstärke bedeutend ausgeprägter als bei grosser. Ein Empfänger hat also, selbst wenn bei einer bestimmten Lautstärke die Wiedergabe einwandfrei ist, bei anderen Lautstärken eine gehörmässig falsche Wiedergabe. Da die Ohrkurve bei den grösseren Lautstärken ziemlich flach verläuft — Überreizung des Ohres — ist es hauptsächlich nötig, Anordnungen zu benutzen, die bei niederen Lautstärken die mittleren Frequenzen bevorzugt schwächen. Zwei einfache Schaltungen zeigt Abb. 174. Der Resonanzkreis L—C in Skizze a ist auf eine mittlere Frequenz abgestimmt. Da-



174. Gehörrichtige Lautstärkeregelung durch Berücksichtigung der Hörkurven. a: Serienresonanzkreis zur Schwächung des mittleren NF-Bereiches, b: C-R-Serienschaltung zur Dämpfung des oberen NF-Bereiches.

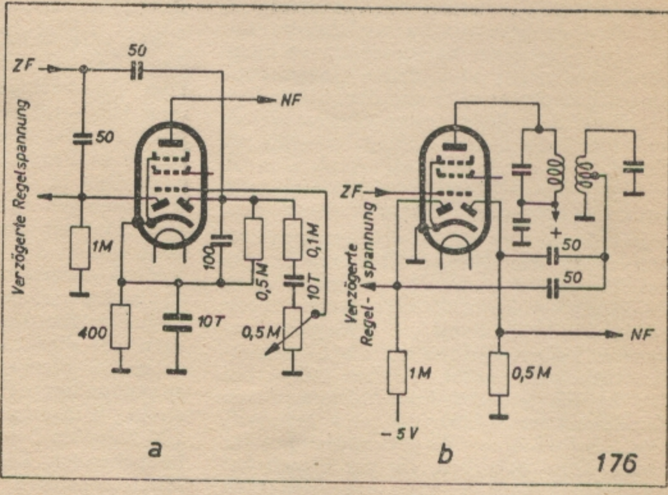
durch werden diese am unteren Teil des Reglers weniger stark sein als in der am oberen Ende liegenden Eingangsspannung. Wenn also der Schleifer seine Spannung unterhalb der Anzapfung abgreift, werden die mittleren Frequenzen stärker geschwächt erscheinen als die Ränder. Diese verschobene Frequenzverteilung erscheint dem Ohr als klanglich richtig. Daher stammt der Name solcher Anordnungen: nämlich gehörrichtige Lautstärkeregler. Heutzutage benutzt man an Stelle der L—C Serienschaltung häufiger eine R—C Serienschaltung (siehe Skizze b). Hierdurch wird der obere Teil des NF-Bandes bei geringerer Lautstärke mehr geschwächt als der untere. Da der Empfindlichkeitsabfall des menschlichen Ohres zu tiefen Frequenzen hin stärker ist und die hohen meist von vornherein zu stark sind, ergibt dies ebenfalls eine gute Gehörrichtigkeit.

Fading-Regelung.

Neben der Lautstärkeregelung dient auch die Fadingregelung zur Beeinflussung der Lautstärke, genauer gesagt zur Empfindlichkeitsregelung. Die automatische Fadingregelung soll die durch die Fadings auftretenden Schwankungen der Eingangs-HF ausgleichen. Dies geschieht dadurch, dass die Verstärkung einiger Stufen nur bei niederer Eingangsspannung voll ausgenutzt ist und mit steigender Eingangsspannung verringert wird. Hierzu ist eine Regelspannung nötig, die der Eingangsspannung proportional ist. Sie wird im Empfangsgleichrichter erzeugt.

Die Glättung der Regelspannung muss so gut sein, dass über die Regelleitungen weder HF- noch NF-Kopplungen auftreten können; denn die Regelspannung wirkt direkt auf die Gitter aller geregelten Röhren. Dass diese Röhren alle

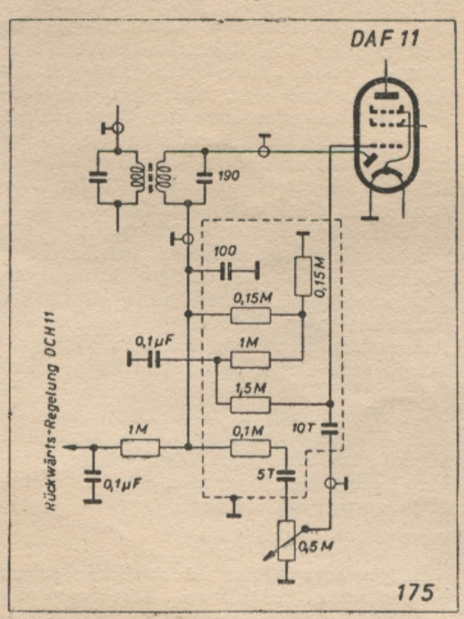
176. Herstellung der verzögerten Regelspannung. a: Die Verzögerungsspannung entsteht am Kathodenwiderstand der als NF-Verstärker arbeitenden Pentode. b: Die geregelte ZF-Pentode hat keinen Kathodenwiderstand, deshalb wird die Verzögerungs-Spannung an einem Spannungsteiler abgegriffen.



Regelcharakteristik haben, sei noch einmal erwähnt. Die Regelspannung wird durch Widerstands-Kapazitäts-Filter gesiebt, deren Serienwiderstände in der Grössenordnung von 1 Megohm liegen, da in der Regelleitung kein Strom fliesst und deshalb kein Spannungsabfall auftritt. Eine Anordnung, in der ein Kondensator über einen Widerstand aufgeladen wird, hat, wie wir schon im ersten Kapitel sahen, eine Zeitkonstante, d. h. die Kondensatorladung geht nicht plötzlich, sondern mit einer bestimmten Geschwindigkeit vor sich, die von dem Produkt $T = R \cdot C$ (R in Ohm, C in Farad ergibt T in Sekunden) abhängt. Wenn wir als Werte in einem Regelspannungssieb 1 Megohm und 0,05 μF annehmen, so wird die Zeitkonstante 0,05 Sekunden. Zwar würde eine Erhöhung von Widerstand oder Kondensator die Siebung verbessern, aber hierdurch können andere Nachteile auftreten, weil sich dann die Regelspannung zu langsam ändert. Wenn man z.B. von einer starken Station plötzlich auf eine schwächere übergeht, würde der Apparat bis zur Entladung des Kondensators einige Zeit unempfindlich sein. Vor allem aber würde bei zu hoher Zeitkonstante die Regelspannung, und damit die Regelung, merklich hinter den Fadings zurückbleiben.

Vor- und Rückwärtsregelung.

Man unterscheidet zwischen Vorwärts- und Rückwärtsregelung. Die Vorwärts-

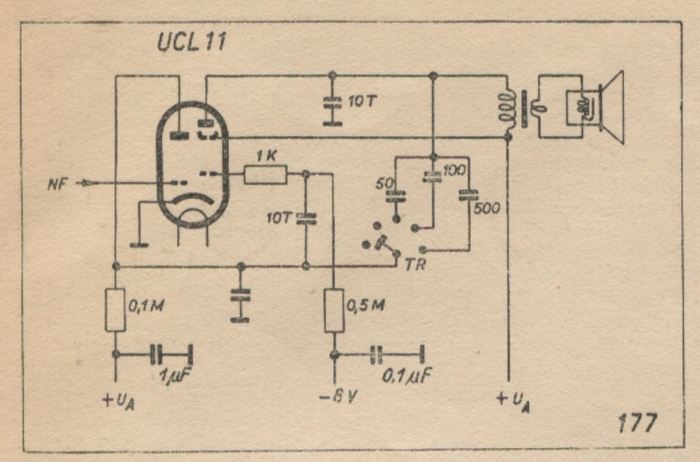


175. Erzeugung der Spannungen für Vor- und Rückwärtsregelung.

regelung regelt die Stufen, die auf den Regelspannungserzeuger folgen, also die NF-Stufen. Dagegen werden durch die Rückwärtsregelung die dem Gleichrichter vorangehenden, also die HF-Stufen, geregelt. Abb. 175 zeigt als Ausschnitt aus dem Siemens K 32 GWB (EVa. Nr. 20, Seite 1768) die Erzeugung der Spannung für Vor- und Rückwärtsregelung. Durch die Rückwärtsregelung können die Schwankungen in der Lautstärke zwar weitgehend vermindert, aber prinzipiell nie ganz aufgehoben werden, da eine völlige Aufhebung der Schwankungen auch eine konstante Regelspannung ergeben würde, also die Regelung selbst verschwinden müsste. Deshalb müssen kleine, restliche Schwankungen verbleiben, die gerade so gross sind, dass mit ihnen die notwendige Regelung bewirkt werden kann. Das hierdurch bedingte Regelverhältnis, welches angibt, um wieviel eine bestimmte Schwankung in der HF-Amplitude bis zum NF-Verstärker verringert wird, ist sowohl von dem Verstärkungsgrad als auch von dem Regelverhältnis der einzelnen Röhren abhängig.

Mit einer Vorwärtsregelung kann man dagegen theoretisch die restlichen Schwankungen vollkommen ausglätten, da hierbei die Schwankungen der Regelspannung selbst nicht beeinflusst werden. Eine Vorwärtsregelung allein würde allerdings nicht ausreichen; denn erstens ist die Gesamtverstärkung des NF-Verstärkers zu gering, um eine soweit gehende Regelung zuzulassen, und zweitens würde dann die letzte ZF-Stufe so hohe ZF-Amplituden erhalten können, dass sie nicht mehr verzerrungsfrei arbeiten würde. Aus all diesen Gründen benutzt man gern die Vorwärtsregelung neben der Rückwärtsregelung als eine weitere Verbesserung.

Die Abb. 175 zeigt, wie man für beide Regelspannungen eigene Siebmittel verwendet, vor allen Dingen um keine Kopplungen zwischen den einzelnen Stufen durch die Regelspannung zu erhalten. Die Rückwärts-Regelspannung wird über 1 Megohm—0,1 μF gesiebt, wogegen die Vorwärts-Regelspannung erst mit einem Spannungsteiler (zweimal 0,15 Megohm) geteilt und dann über 1 Megohm—0,1 μF gesiebt wird. Sie wird dem Steuergitter der DAF 11 parallel zu der vom Potentiometer kommenden NF zugeführt. Der Serienwiderstand von 1,5 Megohm ist nötig, damit die Tonspannung nicht über den Siebkondensator kurzgeschlossen wird. Entsprechend verhindert der Serienkondensator von 10 000 pF ein Kurzschliessen der Regelspannung durch das Potentiometer. In



177. Stufenweise Tonregelung durch Gegenkopplung der UCL 11.

Geräten, wo die Regelspannung nicht parallel zur Wechselspannung, sondern in Serie mit dieser dem Gitter zugeführt wird, können die letzten Elemente wegfallen.

Verzögerte Regelung.

Eine verzögerte Regelung erhält man, wenn man die Anode der Diode, die die Regelspannung erzeugt, um ein paar Volt negativ gegen ihre Kathode macht. Dann kann eine Regelspannung erst entstehen, wenn die Spitzenspannung der der Diode zugeführten HF die Diodenvorspannung übertrifft. Die Regelung wird also erst von einem bestimmten, festen Minimalbetrag an wirksam, und daher nennt man sie verzögert. Diese Diodenvorspannung kann, wie die Gittervorspannung, entweder durch einen Kathodenwiderstand erzeugt oder fest an einem Spannungsteiler abgegriffen werden. Im ersten Fall erhält die Regelspannung einen gegen Masse liegenden Belastungswiderstand, wogegen die NF-Spannungen an einem solchen entsteht, der an Kathode liegt. Im zweiten Fall, in dem die Röhre keinen Kathodenwiderstand besitzt, entsteht die NF-Spannung gegen Masse, wogegen der Belastungswiderstand der Regelspannung an einer festen Vorspannung angeschlossen ist. Das Schema 176 zeigt beide Möglichkeiten, das restliche System dient jeweils Verstärkerzwecken.

Geräuschunterdrücker.

In Amerika hat sich in fadinggeregelten Empfängern ein Prinzip durchgesetzt, das Geräuschunterdrücker heisst. Dadurch, dass bei sehr kleiner HF-Eingangsspannung der geregelte Apparat seine maximale Verstärkung besitzt, wird bei Verschwinden des Trägers und in den Lücken zwischen den Stationen der Störpegel unangenehm. — Der Störpegel setzt sich aus den atmosphärischen und örtlichen Störungen und dem Verstärkerrauschen zusammen. — Dies verhindert der Geräuschunterdrücker. Meistens drehen derartige Anordnungen mit einer Röhre die Wirkung der Fadingregelung um. Bei niederer Regelspannung, entsprechend einer sehr schwachen oder gar keiner Eingangsspannung, wird im Anodenkreis einer Röhre ein Spannungsabfall erzeugt, durch den die erste NF-Röhre gesperrt wird. Von einer gewissen Mindestamplitude der Regelspannung, und damit also der Eingangs-HF, ab, wird diese „Umkehrröhre" gesperrt und die folgende NF-Vorröhre kann normal arbeiten.

Tonregler.

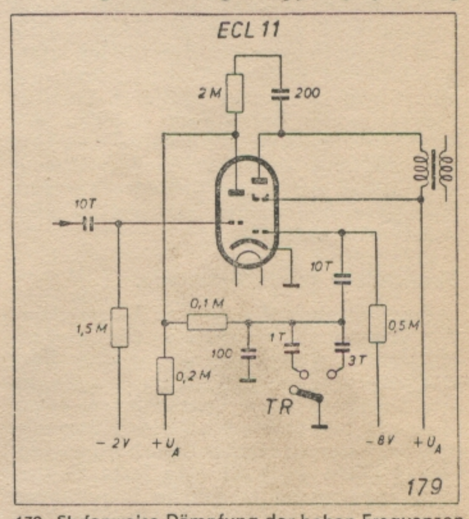
In allen anspruchsvolleren Geräten findet man Tonregler. Diese dienen dazu, die Frequenzcharakteristik, also den Ton der Wiedergabe, dem Geschmack des Hörers und der Raumakustik anzupassen. Man benutzt hierzu regelbare, frequenzabhängige Glieder, die entweder durch Resonanzkreise ein gewisses Band bevorzugen oder durch frequenzabhängige Dämpfungen andere Bereiche schwächen, wodurch die weniger geschwächten besser verstärkt erscheinen. Bei den Anordnungen zur Dämpfung kann man zwei Hauptarten unterscheiden: Die eine arbeitet mit zusätzlicher Belastung, die andere mit Gegenkopplung. Das Prinzip der Gegenkopplung war oben schon grundsätzlich erläutert.

178. Zur Verbesserung der Wiedergabequalität sind hier gehörrichtige Lautstärkeregelung (LR), Klangregelung durch Gegenkopplung (TR) und eine feste Gegenkopplung von der Sekundärwicklung des Ausgangstrafos angewandt.

Tonregelung durch Gegenkopplung.

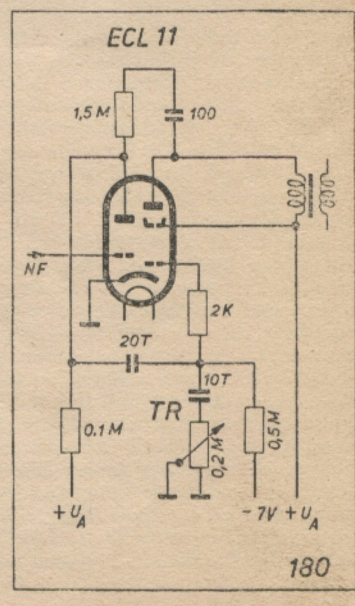
Man kann die Gegenkopplung in einfacher Weise regelbar machen. Abb. 177, ein Ausschnitt aus der Schaltung des Siemens 23 GW (EVa. Nr. 20, Seite 1762), zeigt eine stufenweise Änderung des Gegenkopplungs-Kondensators. Mit steigender Kapazität steigt der Gegenkopplungsgrad. Das übertragene Frequenzband wird gleichzeitig schmäler; durch die Frequenzabhängigkeit der kapazitiven Reaktanz dehnt sich die Wirkung der Gegenkopplung — von hohen Frequenzen beginnend — über einen breiter werdenden Frequenzbereich aus. Solche Anordnungen sind verhältnismäßig einfach und ergeben zufriedenstellende Resultate.

Um eine stetige Tonblende zu erhalten, regelt man meist einen Widerstand, da Drehkondensatoren hierfür einen unnötig grossen Aufwand bedeuten würden. Die in Abb. 178 gezeigte, aus dem Philips 845 A (EVa. Nr. 14, Seite 1352/53) stammende Schaltung besitzt eine mit dem Potentiometer TR regelbare Tonblende. Die Gegenkopplungsspannung wird über 39 pF direkt an der Anode der Endröhre abgegriffen. Diesem Potentiometer, das auch gleichzeitig Gitterableitwiderstand der EBL 1 ist, wird an einem Abgriff bei 0,2 Megohm die vorverstärkte Tonfrequenz zugeführt. Ausserdem ist eine feste Gegenkopplungsanordnung und gehörrichtige Lautstärkeregelung vorgesehen. Letztere wirkt über die Anzapfung des Lautstärkereglers LR, die über 8200 pF, 56 Kiloohm und 39 000 pF an der Kathode der EBL 1, also wechselstrommässig an Masse liegt. Mit der festen Gegenkopplung, die auf das Gitter der NF-Vorröhre (Triodenteil der ECH 4) wirkt, werden auch die Übertragungsverzerrungen kompensiert, da die Gegenkopplungsspannung an einer Sekundärwicklung entsteht. Ihre Mitte ist mit der Kathode der Endröhre verbunden. Von der Sekundärwicklung wird dem Lautstärkeregler die Gegenkopplungsspannung

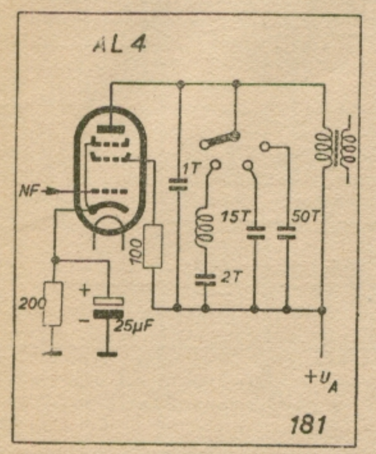


179. Stufenweise Dämpfung der hohen Frequenzen durch umschaltbare Kondensatoren und Gegenkopplung bei einer ECL 11.

180. Mit steigenden Widerstand des Potentiometers TR wird der Ton heller, da die Dämpfung der oberen Töne zurückgeht.



auf zwei Wegen zugeführt: Parallel zu der vom Gleichrichter kommenden NF über den frequenzabhängigen 10 Kiloohm —5600 pF-Spannungsteiler über 1 Megohm an seinem oberen Ende; in Serie dadurch, dass das untere Ende des Lautstärkereglers nicht direkt an Masse, sondern an



181. Tonregelung durch Umschaltung der Parall lkondensatoren zur Primärwicklung des Ausgangstransformators.

der einen Hälfte der Gegenkopplungswicklung liegt, wobei letztere mit 3,9 Kiloohm belastet ist. Beide Spannungen sind gegenphasig. Diese Schaltung ist ein Beispiel für eine bis ins letzte durchdachte, moderne Klangregelung, wie sie besonders gern in mittleren Geräten benutzt wird. Bei diesen erstrebt man bei Verwendung von Endpentoden in Eintaktschaltung, normalen Gehäusedimensionen und nur einem Lautsprecher eine Klanggüte, die der der Luxusgeräte möglichst nahe kommt.

Tonregelung durch Belastung.

Zwar ergeben die nun zu besprechenden Anordnungen ebenso wie Gegenkopplungen eine frequenzabhängige Verstärkungsminderung, doch werden die im Gerät entstandenen Verzerrungen durch sie nicht kompensiert. Deshalb bezeichnen wir sie als Belastungsanordnungen. Neben ihnen wird oft eine feste Gegenkopplung verwandt. Solche Schaltungen belasten frequenzabhängig den Anodenkreis der Vorröhre oder den Gitterkreis der Endröhre entweder durch umschaltbare Kondensatoren oder durch eine Reihenschaltung von festem Kondensator und Regelwiderstand.

In Schaltung 179, die dem Schaub Baden 40 W (EVa. Nr. 18, Seite 1653) entnommen ist, wirkt der Triodenteil der ECL 11 als Anodengleichrichter mit 0,2 Megohm Anodenwiderstand. Der Spannungsteiler 0,1 Megohm — 100, 1000 oder 3000 pF in der Kopplungsleitung zum Gitter der Endröhre dient mit seinem festen Kondensator von 100 pF als HF-Sieb und mit dem wahlweise zuschaltbaren von 1000 bzw. 3000 pF als Tonblende. Zwischen den Anoden von Endsystem und Vorverstärker ist eine Gegenkopplung mit 2 Megohm — 200 pF vorgesehen, die die Tetrodenverzerrungen kompensiert. Eine andere auch mit der ECL 11 angewandte Tonregelung (Abbildung 180) benutzt einen festen 10000 pF Kondensator in Serie mit einem Regelwiderstand. Wenn dieser klein ist, ist der Ton am dunkelsten und wird mit steigendem Widerstand heller. Auch hier wird ausserdem eine Gegenkopplung von Anode zu Anode (1,5 Megohm — 100 pF) benutzt.

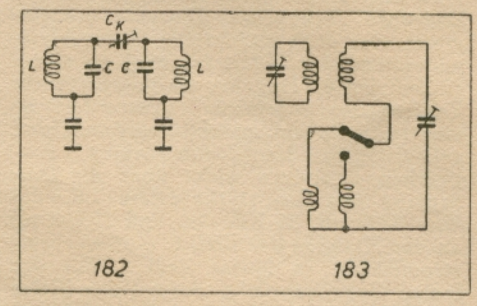
Tonregelung durch Resonanzkreise.

Die dritte Art der Tonregelung durch bevorzugte Verstärkung gewisser Frequenzbänder verwendet NF-Drosseln. Die Parallelschaltung eines Kondensators zur Primärwicklung des Ausgangstransformators dient, wie schon mehrfach erwähnt, bei Pentoden zur Schwächung der hohen Harmonischen und stellt bei den normalen Dimensionierungen einen Resonanzkreis mit einer Resonanzfrequenz über 5000 Hz dar. Oberhalb der Resonanzfrequenz fällt dann die Verstärkung schnell ab. Durch Änderung des Parallelkondensators kann die Lage der Resonanz und damit der Ton der Wiedergabe variiert werden. Abb. 181 zeigt die vierstufige Regelung des Schaub-Kongress-Super W (EVa. Nr. 18, Seite 1669). Von der offenen Tonblende bis zur dunkelsten Einstellung steigt der Parallelkondensator von 1000 auf 50 000 pF. Dies ergibt nach der Thomson'schen Schwingungsgleichung eine Verkleinerung der Resonanzfrequenz auf den siebenten Teil. In der zweiten Schalterstellung wird hier ein Serienresonanzkreis eingeschaltet, der mit 9 kHz-Sperre bezeichnet wird. Diese Sperre begrenzt das NF-Band auf 9 kHz. Hierdurch können Interfrequenztöne von Sendern auf benachbarten Frequenzen nicht mehr stören. Bei den übrigen drei Einstellungen wird diese Sperre nicht benutzt; bei der ersten, um das übertragene Band nach oben nicht zu begrenzen und bei den beiden anderen, weil sie bei den dunkleren Einstellungen überflüssig ist.

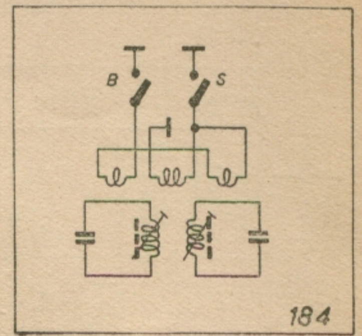
Neben diesen Tonblenden mit einem Bedienungsknopf gibt es Apparate, die ausserdem noch einstellbare Bass-Anhebungen oder Hochton-Entzerrer besitzen. Diese Anordnungen sind prinzipiell ähnlich den eben beschriebenen und nur für ihren speziellen Frequenzbereich dimensioniert. Wenn wir sagten, dass bei den Lautstärkereglern und auch manchen anderen Teilen der modernen Radioapparate sich schon eine gewisse Einheitlichkeit gebildet hat, so erscheinen gerade auf dem Gebiet der Tonblenden immer wieder neue, bessere oder einfachere Anordnungen.

Bandbreitenregelung.

Mit der verlangten Tonqualität hängt die Bandbreite der Filter, also die Selektivität des Gerätes, eng zusammen. Bei hoher Selektivität — geringer Bandbreite — werden die höheren Töne abgeschnitten. Diese Einbusse in der Wiedergabe ermöglicht es aber manchmal, schwache Stationen von starken Stationen oder von irgendwelchen anderen Störern zu trennen. Ausserdem reicht für Sprachempfang ein bedeutend engeres Band aus als für Musik, sodass man auch in diesem Fall mit Vorteil die Bandbreite herabsetzt. In jedem Falle wird eine kleinere Bandbreite



182. Bandfilter mit kapazitiver Kopplung C_K.
183. Bandbreitenregelung durch Umschaltung eines Teiles der Sekundärwicklung des Bandfilters.



184. Bandbreitenregelung durch Kurzschliessen verschiedener Zusatzwicklungen.

die aufgenommenen Störspannungen vermindern. Bei stufenweisen Tonreglern folgen oft auf die dunkelste Toneinstellung noch eine oder zwei weitere Schalterstellungen, die die Bandbreite einengen. Auch die „Sprache-Musik-Schalter" einiger Geräte ändern die Bandbreite. Bei Geräten mit grösserem Aufwand findet man neben der stetigen Tonregelung eine eigene, einstellbare Bandbreitenregelung.

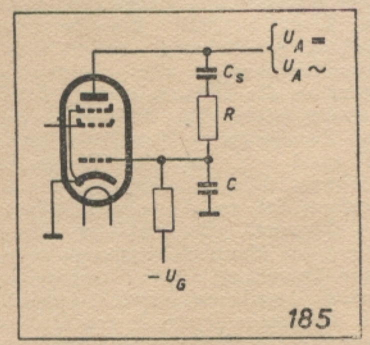
Ein Regeln der Bandbreite ist durch Regelung der Kopplung oder durch Belastung in den ZF-Filtern möglich. Das Bandfilter vor der Diode wird seltener geregelt; falls mehrere Bandfilter vorhanden sind, werden manchmal alle, manchmal wird auch nur eines derselben geregelt. Bei Geräten mit einem Bandfilter-Eingangskreis könnte auch dieser zur Selektivitätseinstellung herangezogen werden; dies kommt allerdings nur sehr selten vor.

Bandbreitenregelung durch Kopplungsänderung.

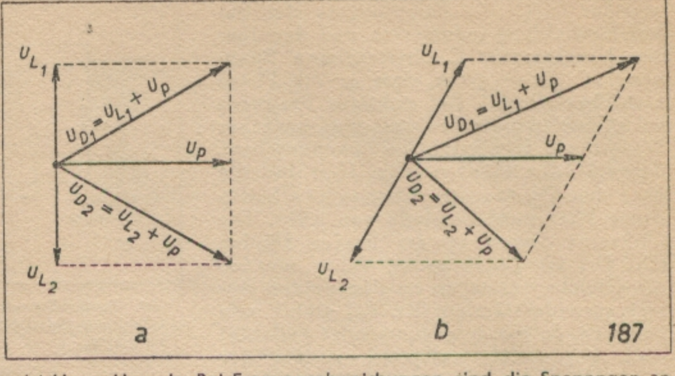
Die Regelung durch Änderung der Kopplung verlangt, dass der Spulenabstand variabel oder eine Spule drehbar angeordnet ist. Hierdurch entsteht ein verhältnismässig grosser, konstruktiver Aufwand. Die Methode hat aber den Vorteil, dass bei ihr keine bewegten Kontakte (Schalterfedern oder Potentiometerschleifer) benutzt werden; dies vermindert Kontaktfehler und die aus ihnen entstehenden Schwierigkeiten. Ausserdem kann man mit dieser Methode bequem mehrere Kreise gleichzeitig regeln, denn über die mechanischen Anordnungen — Seilzüge oder lange Achsen —, die die einzelnen Spulen bewegen, entstehen keine unerwünschten Rückkopplungen, was bei Mehrfachreglern mit Schaltern durch die Schaltkapazitäten möglich wäre. Bei allen diesen Anordnungen wird die Bandbreite erhöht, wenn die Kopplung fester wird. Obwohl in Bandfiltern selbstverständlich statt der induktiven auch eine kapazitive Kopplung möglich ist, hat sich diese bisher im ZF-Verstärker kaum eingeführt. Dagegen wird sie in Bandfilter - Eingangskreisen verhältnismässig häufig verwandt. Bei Benutzung eines kleinen Kopplungstrimmers, Abb. 182, ist ein Kopplungsabgleich sowohl in der Fabrik als auch bei der Reparatur sehr bequem. Ein Einplatten - Luftdrehkondensator an Stelle des Trimmers würde eine kapazitive Bandbreitenregelung ergeben, die man auch in manchen Geräten findet. Bei der Bandbreitenregelung durch umschaltbare Kopplungsänderung wird meist der Sekundärkreis des Bandfilters umgeschaltet, dies zeigt die Abb. 183. Je nach der Schalterstellung werden zwei verschiedene Teilwicklungen in Serie mit der Hauptwicklung wirksam. Die Bandbreite steigt mit steigender Kopplung.

Bandbreitenregelung durch Dämpfung.

Als zweite Möglichkeit wurde die zusätzliche Dämpfung des Filters genannt. Hier gibt es sowohl stetige als auch stufenweise Regelung. Zur stufenweisen Regelung dienen meist besondere Wicklungen, die als Dämpfung kurzgeschlossen werden. Um die Wirkung zu verstehen, erinnern wir aus der Theorie der Übertrager daran, dass sich die Belastung einer Sekundärwicklung auf die Primärwicklung auswirkt, und aus der Theorie der Resonanzkreise daran, dass ein Belastungswiderstand die Resonanzkurve verbreitert. In Abb. 184 wird entweder die ganze Zusatzwicklung oder nur ein Teil derselben kurzgeschlossen. Das erste ergibt die Stellung „breit" (B) und das zweite die Stellung „schmal" (S). Eine selten angewandte, stetig regelbare Dämpfung kann mit einem variablen Widerstand parallel zum Resonanzkreis erzielt werden. Damit in dem Potentiometer kein Gleichstrom fliesst, benutzt man hierzu fast immer den Sekundärkreis oder auch eine eigene Wicklung. In Breitbandverstärkern findet man hin und wieder feste Dämpfungswiderstände in den Filtern. Die Bandbreite steigt in jedem Fall mit fallendem Wert des Parallelwiderstandes.



185. Schaltung einer Röhre als regelbare Abstimminduktivität.



187. Phasenverhältnisse beim frequenzabhängigen Gleichrichter. U_p durch den Kondensator übertragene Spannung, U_{L_1} und U_{L_2} Gegentaktspannungen von der Bandfiltersekundärwicklung, U_{D_1} und U_{D_2} Spannungen an den beiden Dioden.
a: Bei der richtigen Frequenz ist $U_{D_1} = U_{D_2}$. b: Bei Frequenzabweichungen sind die Spannngen an den Dioden nicht gleich und es entsteht hinter dem Gleichrichter eine Spannung deren Vorzeichen von der Richtung der Abweichung und deren Betrag von ihrer Grösse bestimmt wird.

Automatische Scharfabstimmung.

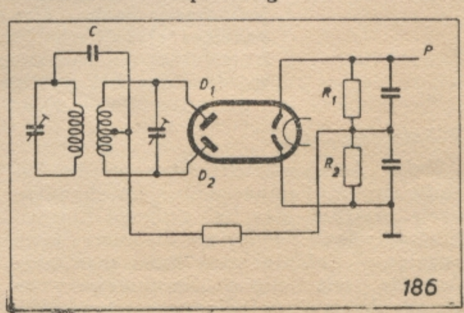
Die in Selektivität und Wiedergabequalität erzielten Fortschritte haben eine weitere Anordnung nach sich gezogen: die automatische Scharfabstimmung. Sie dient dazu, das Gerät auf den eingestellten Sender optimal abzustimmen und diese Abstimmung auch während längerer Betriebszeit unverändert aufrecht zu erhalten, um durch diese Nachstimmung die beste Empfangsqualität dauernd zu gewährleisten; denn sämtliche guten Wiedergabeeigenschaften sind illusorisch, wenn ein Apparat nicht exakt eingestellt ist. Auch eine genaue Einstellung wird sich jedoch mit der Erwärmung des Gerätes und anderen Änderungen der Betriebsbedingungen langsam verschieben. Hierbei treten hauptsächlich Verschiebungen in der Oszillatorfrequenz auf. Aber gerade diese muss konstant sein, da durch sie die Höhe der ZF bestimmt wird. Um Abweichungen vom Sollwert der ZF zu vermeiden, wurde die automatische Scharfabstimmung entwickelt, die die Oszillatorfrequenz konstant hält, bzw. auf den richtigen Wert bringt.

Die Oszillatorfrequenz, die gleich der Resonanzfrequenz des Oszillatorschwingkreises ist, hängt bekanntlich von seiner Induktivität und Kapazität ab. Prinzipiell kann man eine Frequenzänderung ebensogut durch Kapazitäts- wie durch Induktivitätsänderung erreichen. Zur Abstimmung benutzt man fast ausschliesslich Drehkondensatoren; zur automatischen Scharfabstimmung kann man sowohl kapazitive als auch induktive Anordnungen verwenden. Hierbei wirken Röhren in Kunstschaltungen als Induktivität oder Kapazität, deren Grösse durch eine Gittervorspannung variiert wird. Die genaue Abstimmung erzielt man dadurch, dass man die Gittervorspannung von der Abstimmschärfe abhängig macht.

Röhren als Reaktanzen.

Zunächst müssen wir sehen, wie eine Röhre als Induktivität wirken kann. Hierfür sei daran erinnert, dass die Induktivität der Änderung des Stromes Widerstand entgegensetzt und dass es daher das Kennzeichen der Induktivität ist, dass der Strom in der Phase um 90° hinter der Spannung zurückbleibt. Wenn also eine Röhre als Induktivität wirken soll, so muss ihr Anodenwechselstrom ihrer Anodenwechselspannung um 90° nacheilen. Gitterwechselspannung und Anodenwechselstrom einer Röhre sind bekanntlich in Phase, da der Strom sein Maximum erreicht, wenn auch die Gittervorspannung am stärksten positiv ist. Die obige Forderung geht also in die folgende über, dass die Gitterwechselspannung der Anodenwechselspannung um 90° nacheilen muss.

Wie man eine solche Phasenverschiebung erzwingen kann, zeigt Abb. 185. An der Anode der Röhre liegt sowohl die notwendige Anodengleichspannung $U_A =$ als auch die Wechselspannung $U_A \sim$ Ihr Gitter erhält seine Wechselspannung an dem Spannungsteiler R-C. Der Kondensator C_S, der die Gleichspannung sperrt, kann ausser Betracht bleiben, da er so gross gewählt wird, dass er weder Amplituden- noch Phasenverhältnisse beeinflusst. R und C sind so dimensioniert, dass der Widerstand R bedeutend grösser ist als die Reaktanz des Kondensators, sodass die Phase des Stromes im Spannungsteiler von dem Widerstand bestimmt und daher gleich der der Anodenwechselspannung wird. Am Kondensator C entsteht eine Wechselspannung, deren Phase diesem Strom, also auch der Anodenwechselspannung um 90° nacheilt. Diese Spannung ist aber gleichzeitig die Gitterwechselspannung, die durch das Spannungsteilerverhältnis niedrig ist. Damit haben wir eine Anordnung, die nach dem, was wir gefordert haben, als Induktivität wirken muss.



186. Der frequenzabhängige Gleichrichter.

Wenn man Kapazität C und Widerstand R vertauscht und ausserdem beide so dimensioniert, dass die Reaktanz des Kondensators gross gegenüber dem Widerstand ist, wird die Kapazität die Phase des Stromes bestimmen. Diese eilt dann also der Anodenwechselspannung voraus. Es entsteht daher am Widerstand, an dem Strom und Spannung in Phase sind, eine Gitterwechselspannung, die der Anodenwechselspannung um 90° voreilt. Dies ist genau das Umgekehrte von den Verhältnissen bei der Induktivität und diese Schaltung ergibt dementsprechend eine Kapazität. In beiden Schaltungen könnte man prinzipiell die Kapazität auch durch eine Induktivität ersetzen. Bei der Reihenfolge Widerstand—Induktivität, von der Anode aus gesehen, wirkt die Röhre dann als Kapazität; bei der umgekehrten Reihenfolge als Induktivität.

Änderungen in der Grösse der durch die Röhre dargestellten Induktivität (bzw. Kapazität) werden durch Änderungen des Anodenstromes über eine Regelspannung erreicht. Bei Vergrösserung der Induktivität muss der Strom kleiner werden. Man wird hierzu also die negative Vorspannung erhöhen. Umgekehrt im kapazitiven Fall; hier entspricht einer Kapazitätszunahme eine Stromerhöhung, sie wird also durch eine Verminderung der negativen Vorspannung erreicht.

Die Röhre erhält in der Praxis eine feste Vorspannung und liegt mit ihrer Anode am heissen Ende des Oszillatorkreises, von dem sie Anodengleichspannung und Anodenwechselspannung erhält. Bei genauer Einstellung bleibt die Vorspannung ungeändert, wogegen im induktiven Fall bei zu hoher Oszillatorfrequenz eine negative Regelspannung und bei zu niederer Oszillatorfrequenz eine positive Regelspannung addiert werden muss.

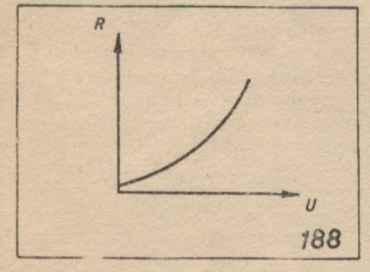
Der frequenzabhängige Gleichrichter.

Wir müssen nun untersuchen, wie man die frequenzabhängige Regelspannung erhält. Hierbei ist es wichtig, dass Grösse und Vorzeichen derselben nur von den Abweichungen der Frequenz vom richtigen Wert, nicht aber von der ZF-Amplitude abhängen. Man erreicht dies z. B. mit einer Schaltung nach Abb. 186. Sie besteht hauptsächlich aus einer Doppeldiode, deren beide Anoden die ZF über einen Gegentakttransformator zugeführt erhalten, der primär- und sekundärseitig genau auf die richtige ZF abgestimmt ist. Die ZF an der Diode setzt sich zusammen

aus der durch die Kopplung in der Sekundärwicklung induzierten und der über den Kondensator C übertragenen Spannung. C ist so gross, dass er die Phase nicht beeinflusst. Bei richtiger Frequenz wirkt der Resonanzkreis als ein Ohm'scher Widerstand. Die induktive Spannung bzw. deren beiden Hälften (U_{L1}, U_{L2}) und die über den Kondensator übertragene haben daher Phasenunterschiede von ±90°. Die wirksame Spannung an beiden Dioden (D_1, D_2) ist gleich gross, daher werden die Gleichspannungen an den beiden Belastungswiderständen (R_1, R_2) gleich sein und sich, da sie entgegengesetzt gerichtet sind, gegenseitig aufheben, sodass der Punkt P keine Spannung gegen Masse führt. Eine sinnbildliche Darstellung der Wechselspannung unter Berücksichtigung der Phasenverhältnisse gibt Abb. 187.

Falls nun die Frequenz über der Resonanzfrequenz liegt, wirkt der Sekundärkreis induktiv (die Reaktanz der Induktivität ist grösser als die der Kapazität), und die Phasendifferenz zwischen der über den Kondensator übertragenen Spannung und den beiden Teilspannungen ist nicht mehr ±90°, sondern bei der einen grösser, bei der anderen kleiner, wie das aus dem schematischen Diagramm zu sehen ist. Die an der Diode wirksamen Spannungen, die sich wieder als Diagonalen im Parallelogramm ergeben, sind daher ungleich. Dementsprechend können sich die Gleichspannungen nicht mehr aufheben, und der Punkt P führt eine Spannung gegen Masse. Falls die Frequenz zu niedrig ist, wirkt der Resonanzkreis kapazitiv, die Phasenverschiebung ist umgekehrt und die andere Diode erhält die höhere Spannung, womit sich das Vorzeichen der Gleichspannung am Punkt P umkehrt. Man erhält also mit dieser Anordnung eine Gleichspannung, deren Grösse und Richtung von Grösse und Richtung des Frequenzfehlers abhängig ist.

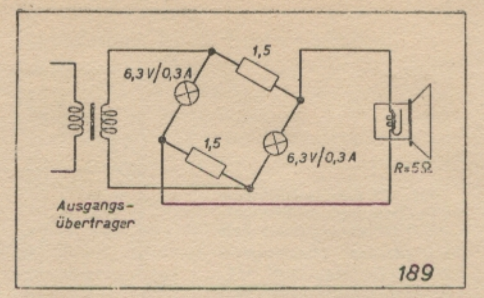
Amplitudenschwankungen der ZF heben sich dadurch, dass die beiden Gleichspannungen gegeneinander geschaltet



188. Abhängigkeit des Widerstandes einer kleinen Metallfadenlampe von der Betriebsspannung.

sind, weitgehend auf. Die entstandene Spannung wird gut gesiebt, damit über die am Oszillatorkreis liegende Abstimmröhre keine ZF oder NF rückgekoppelt wird. Für den frequenzabhängigen Gleichrichter gibt es auch noch andere Schaltungen, die statt einer Doppeldiode eine normale Duodiode verwenden. Diese sind aber grundsätzlich der hier beschriebenen verwandt.

Die besprochenen Sonderschaltungen zur automatischen Scharfabstimmung sind zwar in europäischen Empfängern noch ziemlich selten, da es nur wenige mit automatischer Scharfabstimmung gibt. Aber die frequenzabhängige Gleichrichteranordnung (in Amerika „discriminator" genannt) ist ein Bestandteil jedes Empfängers für Frequenzmodulation. Die als Induktivität dienende Röhre wird ausserdem in modernen Messgeräten benutzt.



189. Dynamikerweiterung durch eine Brückenschaltung zwischen Ausgangs-Trafo und Lautsprecher.

Dynamik-Entzerrung.

Neben dem Frequenzumfang eines Musikstückes ist auch sein Lautstärkeumfang wichtig. Der Unterschied zwischen dem Fortissimo und dem Pianissimo ist die Dynamik. Bei Musikübertragungen wird im Sender die Dynamik verkleinert. Diese Anordnungen heissen Dynamik-Kompressoren. Die Dynamikverkleinerung ist notwendig, weil ohne sie die leisen Stellen im Rauschen untergehen und die lauten Stellen den Sender übersteuern würden. In den Sender-Studios hat man deshalb besondere Einrichtungen, die den Lautstärkeumfang anzeigen. Im Empfänger kann man eine originalgetreue Wiedergabe durch Dynamikerweiterung erzielen. Dies sind Anordnungen, die die Maximallautstärke weiter erhöhen und die Minimallautstärke herabsetzen. Sie wirken also umgekehrt wie die Fadingregelung, die die starken NF-Amplituden schwächt und die schwachen stärkt. Man kann daher Schaltungen benutzen, die einer Umkehr der automatischen Regelung für den NF-Teil entsprechen. Man richtet zu diesem Zweck die NF nochmals gleich und benutzt die entstandene Regelspannung — nach gründlicher Siebung — um die Verstärkung der ersten NF-Stufe zu variieren. Diese — es muss natürlich eine Regelröhre verwandt werden — erhält eine verhältnismässig stark negative Vorspannung, die je nach der Grösse der Regelspannung mehr oder weniger verringert wird. Hierdurch steigt die Verstärkung mit steigender NF-Amplitude und die Stufe wirkt, wie verlangt, als Dynamikerweiterer. Die Grösse der Dynamikerhöhung kann durch einen Spannungsteiler für die Regelspannung variiert werden. In solchen Geräten muss der Lautstärkeregler natürlich hinter der Stufe, in der die Spannung für die Dynamikerweiterung erzeugt wird, liegen, damit der Erweiterungsgrad von der mittleren Lautstärke unabhängig ist.

Eine andere Möglichkeit ist die Benutzung von nichtlinearen Widerständen, d. h. solchen, in denen der Strom nicht proportional mit der angelegten Spannung wächst. Abb. 188 zeigt die Kennlinie einer kleinen Metallfadenlampe. Man sieht, dass der Widerstand mit der Betriebsspannung ansteigt; dies liegt an der Temperatursteigerung bei ansteigendem Strom. Zur Dynamikentzerrung kann man ein solches Lämpchen als Parallelwiderstand zur Lautsprecherschwingspule benutzen. Dieser ist dann von der NF-Spannung am Lautsprecher abhängig und verringert die Ausgangsleistung um so mehr, je niedriger diese Spannung ist, da er bei niederen Spannungen seinen kleinsten Wert besitzt. Eine wirksamere Regelung erhält man, indem man die Sekundärspannung des Ausgangsübertragers an die Diagonale einer Brückenschaltung (siehe Abb. 189) legt, von der zwei Zweige aus Metallfadenlämpchen und zwei aus normalen Widerständen bestehen. Die Schwingspule des Lautsprechers ist an die andere Diagonale angeschlossen. Bei richtiger Dimensionierung der vier Brückenzweige kann mit dieser Schaltung eine ausgezeichnete Dynamikerweiterung erreicht werden, die auch die grosse Dynamik von Orchestermusik fast wieder originalgetreu macht.

Die erste der Dynamikerweiterungs-Schaltungen bedeutet einen gewissen Verstärkungsverlust, wogegen die letzteren eine Ausgangsleistungs-Verminderung ergeben. Da aber solche Spezialschaltungen sowieso nur bei Geräten für höchste Ansprüche in Frage kommen ist der hierbei auftretende Verlust in allen Fällen tragbar.

XVIII. ABSTIMMANZEIGER

SCHATTENANZEIGER · GLIMMANZEIGER · DAS MAGISCHE AUGE

Wie wir schon bei der automatischen Scharfabstimmung erwähnten, kann man die Qualität der Wiedergabe eines Empfängers nur bei optimaler Abstimmung ausnutzen. Bei ungenauer Einstellung entsteht eine ZF, die nicht genau in der Mitte der Bandfilterbereiche liegt. Dadurch werden die Seitenbänder unsymmetrisch verstärkt und es entsteht eine charakteristisch gequetscht klingende Wiedergabe. Die automatische Scharfabstimmung kommt wegen ihres beträchtlichen Aufwandes nur für Spitzengeräte in Frage. Eine genaue Abstimmung nach Klang und Lautstärke, das letztere kann durch die Fadingregelung erschwert werden, ist aber nicht jedermanns Sache. Um dem abzuhelfen, wurden die Abstimmanzeiger eingeführt. Ihnen allen ist gemeinsam, dass sie von irgendeiner Gleichspannung oder einem Gleichstrom gesteuert werden, der bei richtiger Abstimmung ein Extremum (Maximum oder Minimum) erreicht.

Schattenanzeiger.

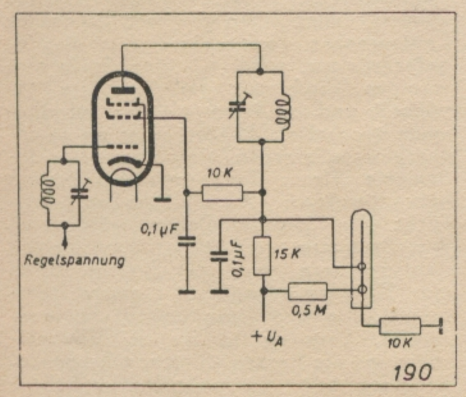
Beim Anodengleichrichter wurde bereits das Milliampèremeter im Anodenkreis erwähnt, das bei genauer Einstellung auf einen Sender ein Strommaximum anzeigt. Entsprechend kann man eine Anzeige mit einem Strommesser im Anodenkreis einer fadinggeregelten Röhre erreichen. Hier muss auf das Minimum abgestimmt werden, da bei exakter Einstellung die Regelspannung am stärksten negativ ist und dadurch der Anodenstrom minimal wird. Um die gewohnte Richtung des Messinstrumentenausschlages nach rechts beizubehalten, verwendet man Instrumente, deren Nullpunkt rechts liegt, sodass sie bei zurückgehendem Strom — Verbesserung der Einstellung — nach

rechts ausschlagen. Das Stromminimum, das dem Abstimmungsoptimum entspricht, wird dadurch zu einem Ausschlagsmaximum.

In Radioapparaten verwendet man weniger Strommesser mit Zeigern als vielmehr Schattenanzeiger. Dies sind Strommesser, bei denen der Zeiger durch ein drehbares Blechplättchen oder dergleichen ersetzt ist, das von hinten beleuchtet wird. Die Schattenbreite hängt dann von der Stellung dieser Blechfahne ab, sodass man an der Grösse des Schattens die Genauigkeit der Einstellung feststellen kann. Die verschiedenen mechanischen Ausführungen der Schattenanzeiger haben keine prinzipiellen Unterschiede. Sie werden im Anodenkreis in Serie mit dem Arbeitswiderstand verwendet und bedingen, um keinen Verstärkungsverlust zu ergeben, einen Glättungskondensator zum Kurzschliessen der Wechselspannung zwischen dem Arbeitswiderstand und ihnen.

Glimmanzeiger.

Neben den Schattenanzeigern werden auch Glimmröhren als Anzeiger verwendet. Diese haben eine gestreckte Kathode, von der ein mit dem Querstrom steigen-

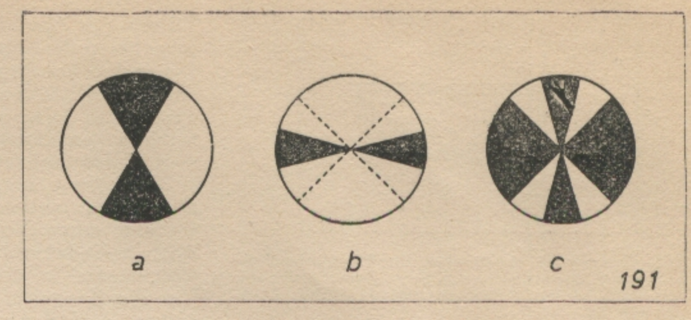


190. Anschluss eines Glimmanzeigers parallel zu einem Vorwiderstand im Anodenkreis einer fadinggeregelten Röhre.

der Teil leuchtet, und zwei Anoden. Von letzteren liegt eine über einen hohen Widerstand an einer festen Spannung und hält so eine Hilfsentladung aufrecht. Die Steueranode liegt am anodenseitigen Ende eines Widerstandes im Anodenkreis einer geregelten Röhre und erhält so eine von der Abstimmung abhängige Spannung. Diese hat bei optimaler Abstimmung ihr Maximum, da dann durch das Stromminimum der Spannungsabfall in dem Widerstand minimal ist. Abb. 190 zeigt die Schaltung eines solchen Glimmanzeigers. Da die Glimmanzeigerröhre einen beträchtlichen, zusätzlichen Spannungsabfall (ca. 100 V) in der Stufe, in der sie verwandt wird, verursacht und die Anzeige selbst nicht sehr exakt und lichtstark ist, ist sie in modernen Geräten von dem magischen Auge völlig verdrängt.

Das magische Auge.

Die heute am weitesten verbreitete Abstimmanzeige ist das magische Auge. Es enthält eine Triode, mit deren Anode Steuerstege verbunden sind, die den Elektronenstrom zu einem Leuchtschirm steuern. Da die Triode einen sehr hohen Aussenwiderstand erhält — nämlich 0,5 bis 4 Megohm — und da der Leuchtschirm direkt oder über einen geringen Vorwiderstand an der Anodenspannung liegt, sind die Steuerstege dauernd negativ gegenüber dem Schirm. Je höher der Triodenstrom ist, desto negativer werden die Stege gegenüber dem Leuchtschirm



191. Leuchtschirm des magischen Auges: a) Einbereich-Anzeige, b) Zweibereichanzeige bei einem starken Sender, c) Zweibereich-Anzeige bei einem schwächeren Sender.

und desto kleiner ist der Winkelbereich des Schirmes, den die Elektronen erreichen und zum Leuchten bringen. (Abb. 191a.) Mit wachsender Vorspannung der Triode fällt ihr Anodenstrom und vergrössert sich daher der Leuchtwinkel. Als Vorspannung dient eine von der HF-Amplitude abhängige, gleichgerichtete Spannung, die negativ gegen Kathode sein muss. Hierbei ist ebenso die Fadingregel-Spannung wie die nochmal geglättete NF-Spannung oder ein bestimmter Teil der einen oder anderen verwendbar. Bei einer Annäherung an das Abstimmungs-Optimum steigen diese Spannungen, und man erhält den maximalen Leuchtwinkel.

Eine Weiterentwicklung des magischen Auges benutzt über e i n e m Gitter und e i n e r Kathode zwei Anoden und zwei Stegpaare, deren Empfindlichkeit unterschiedlich ist. Ausserdem werden beide Anoden mit verschiedenen Aussenwiderständen verwandt. Die beiden Stegpaare sind senkrecht zueinander angeordnet, sodass zwei Paare von Schattensektoren entstehen. Auf diese Weise erhält man sowohl für starke als auch für schwache Stationen eine einwandfreie Abstimmanzeige. Bei starken Stationen ist der empfindliche Teil ganz hell, und auf dem unempfindlichen ist das Maximum zu erkennen, da die hohe Vorspannung einen so geringen Anodenstrom ergibt, dass das empfindliche System voll ausgesteuert ist. Bei schwachen Sendern ist der unempfindliche Sektor noch ganz beschattet — der Anodenstrom ist noch so hoch, dass dieser noch völlig gesperrt ist —, und der empfindliche übernimmt die Anzeige. Abb. 191b und c zeigen die Verhältnisse bei starken und schwachen Sendern.

Das Triodensystem, das zur Steuerung des Leuchtwinkels dient, wird in manchen Fällen auch gleichzeitig als NF-Verstärkersystem benutzt. Manche magischen Augen besitzen statt der Triode eine Regelpentode. Diese dient meist als geregelter NF-Verstärker. Die Steuerstege liegen am Schirmgitter, an dem die Wechselspannungskomponente durch einen Kondensator kurzgeschlossen wird und die Steuerspannung für die Stege an einem hochohmigen Widerstand entsteht. Solche kombinierten Röhren besitzen nur einen Anzeigebereich. In Amerika werden auch Abstimmanzeigeröhren ohne das Triodensystem hergestellt, die dann nur die Steueranordnung und den Leuchtschirm enthalten; sie werden in Verbindung mit einer Spannungsverstärkerröhre verwandt.

XIX. ELEKTROAKUSTISCHE GERÄTE

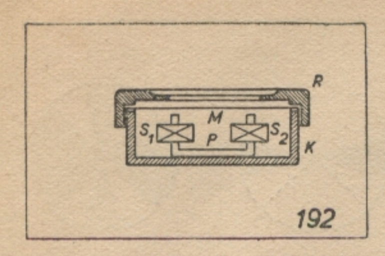
DER KOPFHÖRER · DER MAGNETISCHE LAUTSPRECHER · DER DYNAMISCHE LAUTSPRECHER · PERMANENTDYNAMISCHE LAUTSPRECHER · ELEKTRODYNAMISCHE LAUTSPRECHER · DER KRISTALL-LAUTSPRECHER · DIE SCHALLWAND · ANSCHLUSS DER LAUTSPRECHER · SCHALTUNG MEHRERER LAUTSPRECHER · LAUTSPRECHER-FEHLER · MIKROPHONE · KRISTALL-MIKROPHON · DAS DYNAMISCHE MIKROPHON · KONDENSATOR-MIKROPHON · KOHLE-MIKROPHON · TONABNEHMER

Unter elektroakustischen Geräten verstehen wir alle Einrichtungen, die elektrische Tonfrequenzen in Schall und umgekehrt Schall in elektrische Wechselspannungen umformen. Hierher gehören ebenso Lautsprecher und Kopfhörer wie Mikrophon und Tonabnehmer. Wir werden sehen, dass ein Teil der prinzipiellen Anordnungen für die Umwandlung sowohl in der einen Richtung wie auch in der anderen Verwendung findet.

Der Kopfhörer.

In den Anfangszeiten der Radiotechnik wurde zur Schallerzeugung ausschliesslich der Kopfhörer verwandt. Zum Betreiben von Lautsprechern reichten die verfügbaren Leistungen bei weitem nicht aus. Heute findet der Kopfhörer allgemein nur noch im kommerziellen Funkdienst Verwendung. Der Kopfhörer-Empfang hat die Vorteile, dass der Funker nicht von äusserem Lärm und die Umgebung nicht durch den Empfang gestört wird. Wenn man von der Verwendung des Kopfhörers am Detektorapparat absieht, ist er durch die für den Radiohörer bequemeren Lautsprecher völlig verdrängt.

Abb. 192 zeigt den Schnitt durch eine Kopfhörermuschel. Die Membran M, die mit dem Schraubring R auf den Körper K gepresst wird, besteht aus einem dünnen Stahlplättchen. Dieses wird, wenn durch die in Serie geschalteten Spulen S_1 und S_2, die einen gemeinsamen, permanentmagnetischen Kern P haben, ein Wechselstrom fliesst, im Takte desselben schwingen. Die Hörer der Telefonapparate arbeiten nach demselben Prinzip. Da die Membram verhältnismässig klein ist, wer-



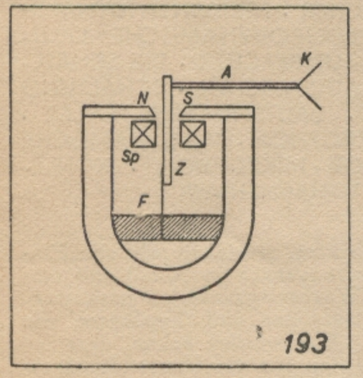
192. Querschnitt durch eine Kopfhörer-Muschel: M Magnetische Membrane, R Schraubring, K Kapsel, S_1 und S_2 Spulen, P Permanentmagnetischer Kern.

den die tiefen Töne von ihr schlechter übertragen als mittlere und hohe. Die Membranen haben meist ausgeprägte Eigenfrequenzen zwischen 500 und 3000 Hz, bei denen sie durch mechanische Resonanz besonders stark abstrahlen. Bei der Sprachübertragung ist dieser Effekt nicht störend, wogegen Musikdarbietungen dadurch bedeutend verfälscht werden.

Der magnetische Lautsprecher.

Man unterscheidet magnetische, dynamische und Kristall-Lautsprecher.

Der magnetische Lautsprecher, oder Freischwinger, ist gewissermassen eine Übertragung des Kopfhörers ins Grosse. Er wurde dementsprechend auch als erster Lautsprecher benutzt. Sein Prinzip ist in Abb. 193 im Schnitt gezeigt. Das System wirkt folgendermassen: Eine Blattfeder F, die in unmagnetischem Material, z. B. Messing, gelagert ist, hält die vormagnetisierte Zunge Z in der Mitte zwischen den Polen eines Permanentmagneten. Die Lagerklötze für die Feder müssen aus Messing sein, denn Eisen würde die magnetischen Kraftlinien kurzschliessen und so das Feld im Luftspalt bedeutend herabsetzen. Der Tonfrequenz-Wechselstrom in der Spule Sp verändert die Magnetisierung der eisernen Zunge. Während einer Halbperiode wird die Magnetisierung der Pole verstärkt. Die Zunge möge sich also in diesem Falle gegen die Federkraft nach rechts bewegen. Mit der Umkehrung der Stromrichtung in der Spule ändert sich auch die Richtung der zusätzlichen Magneti-



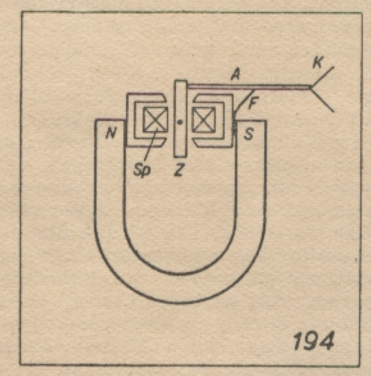
193. Antriebssystem eines Freischwingers: F Blattfeder, Z Zunge, Sp Spule, N und S Nord- und Südpol des Hufeisenmagneten, A Stift, K Konus.

sierung, und die Zunge bewegt sich in entgegengesetzter Weise. Die Weite des Ausschlags hängt von der Stromstärke in der Spule ab. Der Stift A überträgt die Bewegung auf den Konus K.

Bei anderen magnetischen Lautsprechern ist die Zunge in der Mitte der Spule mit einer Achse gelagert und wird federnd in der Mittellage des Luftspaltes gehalten. Abb. 194 zeigt, dass man dann je Pol zwei Schneiden benötigt. Das Prinzip bleibt unverändert, nur dass hier Anziehung und Abstossung an beiden Enden der Zunge angreifen.

Falls der Anodenstrom durch die Lautsprecherspule fliesst, wird die Zunge durch den konstanten magnetischen Fluss aus der Mitte heraus abgelenkt. Dies würde den Lautsprecher unempfindlicher machen und ausserdem die Maximalamplituden bedeutend einengen. Diese Schwierigkeit umgeht man, indem man die Zunge mechanisch so justiert, dass sie sich ohne Vormagnetisierung ausser Mitte befindet und erst durch den Anodengleichstrom in die Mitte gezogen wird. Um die Zunge in der richtigen Lage zu halten, darf dann die Polung des Lautsprechers natürlich nicht vertauscht werden. Eine Verringerung des Anodenruhestromes bei Alterung der Endröhre bringt naturgemäss Unsymmetrien und Empfindlichkeitsverluste mit sich. Den Konus macht man so gross wie möglich, damit er auch die tiefen Töne abstrahlen kann.

Der Hauptnachteil des magnetischen Lautsprechers liegt in der Tatsache, dass der Ausschlag der Zunge durch den Schneidenabstand begrenzt ist. Aber eine Vergrösserung des Luftspaltes, durch die natürlich auch der Ausschlag ver-



194. Freischwinger mit drehbarer Zunge.

grössert werden könnte, würde das magnetische Feld bedeutend schwächen und hierdurch die Ausgangsleistung verringern. Ausserdem ist der Lautsprecher schon bei verhältnismässig geringen Amplituden übersteuert. Hierbei ist die Auslenkungsamplitude dem Tonfrequenzstrom nicht mehr proportional, da die Zunge nicht mehr im homogenen Felde schwingt.

Der dynamische Lautsprecher.

Einen bedeutenden Fortschritt in der Wiedergabe stellt der dynamische Lautsprecher dar. Abb. 195 gibt eine schematische Schnittzeichnung. Die Feldspule F bewirkt durch den Kern K im Luftspalt L ein starkes magnetisches Feld, in dem sich die Schwingspule S befindet. Durch diese fliesst der NF-Wechselstrom und ruft ein magnetisches Feld hervor. Diese beiden Magnetfelder wirken aufeinander, wie wir es an Stabmagneten sahen, und lassen die Schwingspule im Luftspalt im Takte des Wechselfeldes hin- und herpendeln, wodurch auch der mit der Schwingspule fest verbundene Konus Ko in Schwingungen versetzt wird. Auf Grund dieser Konstruktion kann der dynamische Lautsprecher viel grössere Amplituden erreichen als jeder andere und gibt daher die tiefen Töne am originalgetreuesten wieder. Bei ihm können Spulenausschläge bis zu 0,5 cm vorkommen. Der am äusseren Rand eingespannte Konus wirkt bei niederen Frequenzen wie ein Kolben, dagegen schwingt bei den hohen Frequenzen nur sein innerer Teil als Membran. Manche Lautsprecher haben einen Konus mit eingepresster Kreisrille, die diesen Effekt noch verstärken soll. Man unterscheidet zwischen elektrodynamischen und permanentdynamischen Lautsprechern. Der Unterschied liegt in der Herstellung des magnetischen Feldes: entweder durch einen Elektromagneten oder durch einen Permanentmagneten

Permanentdynamische Lautsprecher.

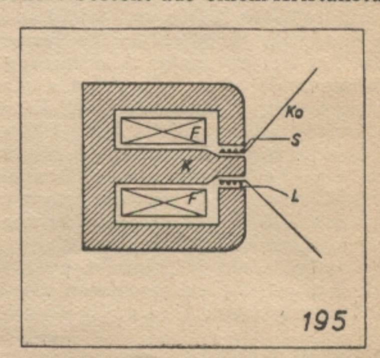
Für die Permanentmagneten gibt es spezielle Magnetlegierungen, die eine sehr hohe Feldstärke im Luftspalt erzeugen. Der permanente Lautsprecher hat den Vorteil, dass für sein Feld keine Leistung verbraucht wird. Er wird daher immer in Batteriegeräten benutzt.

Elektrodynamische Lautsprecher.

Bei Verwendung eines elektromagnetischen Feldes stellt dies eine zusätzliche Belastung für die Gleichrichterröhre dar. Entweder muss sie den zusätzlichen Strom liefern, wenn das Feld parallel zu den übrigen Verbrauchern liegt, oder sie muss eine erhöhte Spannung vertragen, falls das Feld als Siebdrossel geschaltet wird. Im zweiten Fall kann man zwar die Drossel einsparen, muss aber, da der Spannungsabfall am Feld höher ist, als an der Drossel, eine entsprechend höhere Anodenspannung erzeugen. Falls der Feldstrom nicht gefiltert ist, bzw. das Feld selbst als Drossel wirkt, werden die Schwankungen einen gewissen Brumm im Lautsprecher verursachen. Um dies zu unterdrücken, wird oft eine Spule von wenigen Windungen um den Kern gewickelt und in Serie mit der Schwingspule geschaltet. Hierbei muss sie so angeschlossen werden, dass der in ihr induzierte Strom den durch den Brumm hervorgerufenen Ausschlägen entgegenwirkt. Bei falscher Polung würde sich das Brummen verstärken. In einigen Lautsprechern wird der Brumm durch eine Kupferwindung von grossem Querschnitt, die den Kern umschliesst, verringert. Diese wirkt für die Wechselspannung als kurzgeschlossene Sekundärwicklung wie ein sehr niederohmiger Belastungswiderstand.

Der Kristall-Lautsprecher.

Der Kristall-Lautsprecher nutzt die Tatsache aus, dass sich manche Kristalle, wenn sie einem elektrischen Wechselfeld ausgesetzt werden, proportional mit diesem ausdehnen und zusammenziehen. Das Antriebssystem eines Kristall-Lautsprechers besteht aus einem Kristallstück,



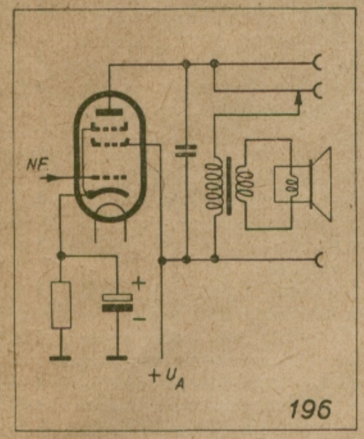
195. Schnitt durch einen elektrodynamischen Lautsprecher: F Feldspule, K Eisenkern, S Schwingspule, L Luftspalt, Ko Konus.

auf das als Spannungszuführungen auf beiden Seiten dünne Metallfolien aufgeklebt sind. Bei einem rechteckigen Stück werden drei Ecken der Kristallplatte mit Gummi fest gelagert, und die vierte wird dann durch die entstehenden Verbiegungen den Lautsprecherkonus bewegen. Solche Lautsprecher haben kapazitive Widerstände von ca. 25 000 Ohm bei 1000 Hz und entsprechen damit einem 30 000 pF Kondensator. Stromverbrauch

und auch Leistungsaufnahme sind gering. Da Kristall-Lautsprecher die hohen Töne besonders gut wiedergeben, werden sie neben einem dynamischen Lautsprecher als Hochton-Lautsprecher benutzt.

Die Schallwand.

Um eine brauchbare Tonwiedergabe zu garantieren, sollen alle Lautsprechersysteme mit Schallwänden oder in ausreichend grossen Gehäusen verwandt werden. Die Begründung hierfür ist leicht einzusehen. In der Halbperiode, in der sich der Konus nach vorn bewegt,



196. Anschluss des zweiten Lautsprechers entweder parallel zum Ausgangstrafo (oberste und unterste Buchse) oder anstelle des eingebauten Lautsprechers (Schaltbuchse und unterste Buchse).

wird die Luft direkt vor dem Lautsprecher komprimiert, und diese Zusammendrückung stellt die Schallwelle dar, die sich in den Raum hinein fortpflanzen soll. Falls nun keine Schallwand benutzt wird, könnte sich der Überdruck um den Rand des Konus mit dem hinter demselben auftretenden Unterdruck ausgleichen. Da die Zeit für eine Halbperiode bei der niedrigsten vorkommenden ist als bei höheren, ist bei den ersten der Zeitraum, in dem ein Ausgleich nicht stattfinden darf, grösser und deshalb hier die Verwendung einer Schallwand wichtiger als für die hohen Frequenzen. In der umgekehrten Halbperiode ist der Vorgang genau so, nur dass jetzt vor dem Konus ein Unterdruck und hinter ihm ein Überdruck entsteht.

Die minimale Grösse einer Schallwand lässt sich nach dem Gesagten genau berechnen, da man die Zeit für die Halbperiode bei der niedrigsten vorkommenden Frequenz und ausserdem die Schallausbreitungsgeschwindigkeit in Luft kennt. Im allgemeinen sind quadratische Schallwände von 1—1,5 m Seitenlänge vollkommen ausreichend. Es ist plausibel, dass bei Gehäusen auch die Seitenwände wirken, und so kommt man mit kleineren Gehäuseabmessungen zu brauchbaren Wiedergabeeigenschaften. Gehäuse oder Schallwände dürfen keinesfalls vibrieren und bestehen am besten aus nicht zu schwachem Holz. Der Lautsprecher muss, um diese nicht zum Schwingen zu bringen, auf ihnen mit erschütterungsdämpfenden Unterlagen befestigt sein. Hierzu dienen Filz- oder Schwammgummistreifen. Bei einigen modernen, besonders kleinen Geräten mit Presstoffgehäuse, wo man die Schallwandwirkung bei tiefen Tönen doch nur mangelhaft erreichen könnte, ist man dazu übergegangen, die Gehäuse nach akustischen Grundsätzen so zu konstruieren, dass sie für bestimmte, niedere Frequenzen als Hohlraum - Resonator wirken. Man erhält auf diese Weise eine bedeutende Wiedergabeverbesserung.

Anschluss der Lautsprecher.

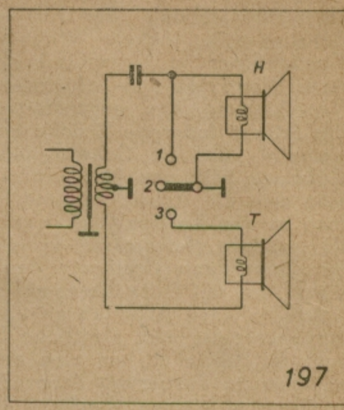
Die verschiedenen Lautsprechertypen bedingen auch verschiedene Anschlussmethoden. Die Spule des magnetischen Lautsprechers ist hochohmig und kann daher ohne Anpassungsübertrager an die Endröhre angeschlossen werden. Sie liegt entweder direkt als Arbeitswiderstand im Anodenkreis oder wird gleichstromfrei über Kondensatoren diesem parallel geschaltet. In letzterem Fall dient entweder eine Drossel oder die Primärwicklung eines Übertragers als Anodenwiderstand. Falls der magnetische Lautsprecher vom Gerät getrennt ist und nicht direkt im Anodenkreis liegt, ist es zweckmässig, die Sperrkondensatoren, die die volle Anodenspannung führen, im Gerät anzuordnen. Zu ihrer Grösse ist zu sagen: Sie müssen erstens die volle Anodenspannung vertragen und sollen ausserdem, um die tiefen Töne, die der magnetische Lautsprecher sowieso benachteiligt, nicht noch weiter zu schwächen, Werte in der Grössenordnung von 1—4 μF besitzen.

Zum Anschluss von dynamischen Lautsprechern sind Ausgangstransformatoren notwendig, da deren Schwingspule nur einen Widerstand von 2,5—15 Ohm besitzt. Manche dynamischen Lautsprecher haben ihren Übertrager direkt am Lautsprecherkorb befestigt; die Primärwicklung hat dann meist einige Abgriffe zur Anpassung an verschiedene Endröhren. Falls der Lautsprecher selbst keinen Transformator besitzt, muss sich ein solcher im Gerät befinden.

An den meisten Geräten sind Anschlussmöglichkeiten für einen zweiten Lautsprecher vorgesehen. Soll ein elektrodynamischer als zweiter Lautsprecher verwendet werden, muss für seine Feldspule eine eigene Spannung zugeführt werden. Der zweite Lautsprecher kann bei Verwendung eines Ausgangstransformators, also in Geräten, die als eingebauten Lautsprecher einen dynamischen besitzen, entweder hochohmig, parallel zu dessen Primärwicklung, oder niederohmig, parallel zur Sekundärwicklung, angeschlossen werden. Das erste kommt für magnetische und dynamische mit eigenem Übertrager, das zweite für dynamische mit direktem Anschluss der Schwingspule in Frage. In beiden Fällen kann man entweder den eingebauten Lautsprecher weiterspielen lassen oder ausschalten, wie es Abb. 196 bei hochohmigem Anschluss zeigt.

Schaltung mehrerer Lautsprecher.

Apparate, die für eine besonders gute Wiedergabe konstruiert wurden, benutzen häufig mehrere Lautsprecher. Als erstes Beispiel diene hierfür die Anordnung mit Hochton- und Tiefton-Lautsprecher des Siemens - Gerätes 95 W (EVa Nr. 20, Seiten 1830/31), nach Abb. 197. Jeder Lautsprecher — beide sind elektrodynamisch — liegt an einer Hälfte der Gegentakt-Sekundärwicklung des Ausgangstransformators, der von einer EL 12 gespeist wird. Dem Hochtonlautsprecher H wird die NF über einen Kondensator von 2 μF zugeführt, um die niederen Frequenzen fernzuhalten. Der Umschalter ermöglicht es, entweder keinen Lautsprecher (Schalterstellung 1) oder nur den Hochton-Lautsprecher (Schalterstellung 2) oder beide zu benutzen. Das zweite Beispiel (Abb. 198) ist dem Kammermusikgerät III (EVa Nr. 20, Seiten 1840/41) entnommen. Hier werden alle drei Lautsprecher von derselben Sekundärwicklung betrieben. Die Endstufe bilden zwei Röhren AD 1 im Gegentakt. Dem



197. Wahlweiser Anschluss von zwei Lautsprechern

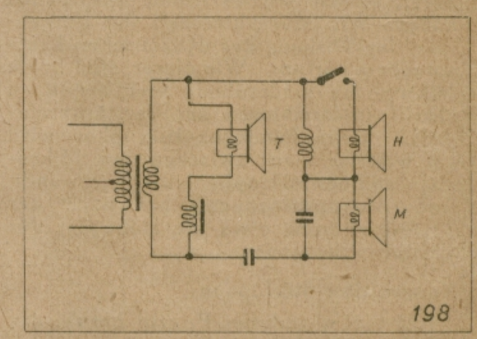
einzelnen Lautsprecher werden bevorzugt die Frequenzen zugeführt, für die er speziell bestimmt ist. Von dem Tiefton-Lautsprecher T hält eine Drossel die hohen Töne fern, wogegen Mittel- und Hochton - Lautsprecher an einem Kondensator - Drossel - Spannungsteiler liegen, der über einen 10 μF Kondensator mit der Sekundärwicklung verbunden ist. Der Hochton-Lautsprecher H ist wahlweise abschaltbar. Grundsätzlich werden mehrere Lautsprecher so angeschlossen, dass jeder Lautprecher bevorzugt die Frequenzen zugeführt erhält, die er abstrahlt.

Als Hochton-Lautsprecher ist auch ein Kristall-Lautsprecher verwendbar, der dann am besten der Primärwicklung des Ausgangsübertragers parallel liegt. Seine Kapazität ergibt mit dieser einen flachen Resonanzkreis.

In allen Fällen müssen die Richtungen gleichzeitiger Membranausschläge der einzelnen Lautsprecher gleich sein, da sich die Lautsprecher sonst gegenseitig schwächen. Bei Reparaturarbeiten darf man also in diesem Fall die Anschlüsse nicht versehentlich vertauschen.

Lautsprecher-Fehler.

Wenn man vermutet, dass der Lautsprecher eines Empfängers defekt ist, bestätige man dies erst mit dem Prüflautsprecher. Falls sich der Lautsprecher wirklich als fehlerhaft erweist, ist bei elektrodynamischen Lautsprechern ein fast völliges Verschwinden der Lautstärke meist durch Fehlen des Magnetisierungsstromes hervorgerufen. Falls die Spannung noch an den Feldanschlüssen liegt, hat dieses Unterbrechung. Falls die Spannung dort nicht mehr ankommt, liegt der Fehler im Gerät. Die Unterbrechung der Schwingspule bewirkt ein völliges Verstummen. Bevor man die Schwingspule auf Durchgang prüft, muss man sie von der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers abtrennen, da man sonst deren Widerstand messen würde. Kratzgeräusche im Lautsprecher können durch



198. Lautsprecher-Kombination aus dem Siemens-Kammermusikgerät III.

eine Verschiebung der Justierung der Schwingspule, lockere Windungen oder Fremdkörper im Luftspalt hervorgerufen sein. Wenn man eine Schwingspule durch Verschiebung der sogenannten Spinne, das ist die federnde Brücke aus Isoliermaterial, die die Schwingspule in der Ruhelage hält, neu justieren muss, kann man sich die Arbeit vereinfachen, wenn man in den Luftspalt an vier über den Kreisumfang gleichmässig verteilten Stellen dünne Papierstreifen in den Luftspalt steckt und mit Hilfe dieser auf Mittellage einstellt. Nach Arbeiten an einem Lautsprecher muss man sämtliche Schrauben sehr fest anziehen, um eine einmal vorgenommene Justierung dauernd aufrecht erhalten zu können. Lockere Windungen der Schwingspule werden mit ein wenig Leim wieder festgeklebt.

In magnetischen Lautsprechern treten mechanische Fehler durch Verlagerung der Zunge auf. Diese bewirken sowohl Lautstärkerückgang als auch Verzerrungen oder sogar ein Klirren. Während der Justierung soll die Spule, falls sie im Betrieb direkt im Anodenkreis liegt, vom normalen Anodenstrom durchflossen sein. In Abb. 199 (siehe Bilderanhang) sehen wir moderne Lautsprechersysteme.

Mikrophone.

Von den fünf Mikrophontypen, dem Kristall-, dynamischen, Bändchen-, Kondensator- und Kohle-Mikrophon entsprechen die beiden ersten prinzipiell dem Kristall- bzw. dem dynamischen Lautsprecher.

Kristall-Mikrophon.

Bei dem Kristall-Mikrophon werden meist mehrere Klangzellen so angeordnet, dass sie bei Beeinflussung mit Schall einer Biegungsbeanspruchung ausgesetzt sind, die die elektrische Spannung erzeugt. Kristall-Mikrophone haben hohen Eigenwiderstand und eine verhältnismässig hohe Ausgangsspannung, die von der Frequenz in weiten Grenzen unabhängig ist. Sie werden über das abgeschirmte Mikrophonkabel ohne Eingangstransformator an den Tonfrequenzverstärker angeschlossen.

Das dynamische Mikrophon.

Im dynamischen Mikrophon ist mit der Membran eine selbsttragende Tauchspule aus Aluminiumband verbunden, die sich unter der Wirkung des Schalls im Luftspalt eines Permanentmagneten bewegt. Diesem Tauchspulen-Mikrophon entspricht im Prinzip auch das Bändchen-Mikrophon, bei dem sich ein geriffeltes, freitragendes Aluminumbändchen von wenigen Tausendstel Millimetern Stärke im Feld des Permanentmagneten direkt durch die Schallwellen bewegt, sodass bei ihm die Membran entfällt. In beiden Fällen wird die Spannung durch die Bewegung des Leiters im Magnetfeld erzeugt, so wie wir es früher besprochen haben. Wir haben hier also die Umkehrung der Wirkung des dynamischen Lautsprechers vor uns. Wie dieser, sind beide Mikrophone niederohmig und benötigen also Transformatoren am Verstärkereingang. Beim Bändchen-Mikrophon wird ein weiterer meist zwischen dem Mikrophon und der Mikrophonleitung verwandt. Ihre Ausgangsspannung hat nach der Transformierung etwa die Höhe der des Kristall-Mikrophons.

Kondensator-Mikrophon.

Auf einem anderen Prinzip beruht das Kondensator-Mikrophon, in dem der Schall auf die als dünne Membran ausgeführte Platte eines Kondensators wirkt, an dem eine hohe Gleichspannung liegt. Durch die Kapazitätsschwankungen ändert sich die Ladung desselben, und der hierbei entstehende Strom fliesst über einen hochohmigen Widerstand, der im Eingangskreis der direkt mit dem Mikrophon kombinierten ersten Verstärkerstufe liegt. Leitungen zwischen dem Mikrophon selbst und dieser Stufe sind nicht verwendbar, da die Mikrophon-Kapazität nur ca. 100 pF und der Ladewiderstand etwa 100 Megohm betragen. Auf Grund ihrer ausgezeichneten Eigenschaften — Frequenzunabhängigkeit der Ausgangsspannung — sind die Kondensator-Mikrophone trotz ihres erhöhten Aufwandes (Kondensator-Ladespannung und eigene Verstärkerstufe) heutzutage die für hochwertige Übertragung am meisten verwendeten Mikrophone. Eine Umkehrung des Kondensator-Mikrophons ist der heute nicht mehr verwandte Kondensator-Lautsprecher. Bei ihm waren, um ausreichende Schalleistungen zu erhalten, extrem hohe Spannungen nötig; denn die Ladung des Kondensators ist der Spannung proportional. Die Grösse der Ladungen bestimmt aber die Grösse der wirkenden Kräfte und diese wiederum die abgestrahlte Leistung.

Kohle-Mikrophon.

Das Kohle-Mikrophon wird nur noch zur Sprachübertragung vor allem in Telefonanlagen benutzt. In ihm, es ist übrigens das älteste Mikrophon, wird Kohlegriess unter der Schallwirkung verschieden stark zusammengedrückt, wobei dieser seinen Querwiderstand ändert. Daher schwankt der das Mikrophon durchfliessende Strom im Takte des Schalles. Die abgegebene Wechselspannung ist so gross, dass man mit ihr direkt einen Kopfhörer betreiben kann. Diese Einfachheit der Anordnung ist der Grund für seine Verwendung im Telefonnetz.

Tonabnehmer.

Die drei Typen der Tonabnehmer, die zur Erzeugung von Wechselspannung beim Abspielen von Schallplatten dienen, sind Umkehrungen der besprochenen Lautsprecher. Abb. 200 (siehe Bilderanhang) zeigt einen Tonabnehmer.

Beim magnetischen Tonabnehmer wird durch die Bewegung einer Eisenzunge im Feld eines starken Permanentmagneten der magnetische Fluss in einer feststehenden Spule variiert. Im dynamischen Tonabnehmer schwingt eine kleine Spule mit der Nadel im magnetischen Felde, wodurch in der Spule Spannungen induziert werden. Kristall-Tonabnehmer benutzen als Spannungserzeuger meist zwei verkittete Kristalle, die auf Biegung beansprucht werden.

Die abgegebene Spannung ist bei den letzten am höchsten und bei einem dynamischen Tonabnehmer am niedrigsten. Der Kristall-Tonabnehmer ist, genau wie der Kristall-Lautsprecher, hochohmig, wogegen die beiden anderen niederohmig sind. Aus diesem Grunde muss ein Kristall-Tonabnehmer immer mit einer sorgfältig abgeschirmten Leitung angeschlossen werden. Die Wiedergabequalität ist nur beim magnetischen Tonabnehmer merklich schlechter als bei den beiden anderen.

XX. NAMEN, DIE BEGRIFFE WURDEN

AMPÈRE

Von dem französischen Physiker André Marie Ampère (1775—1836) stammen die ersten eingehenden Untersuchungen über die Wechselbeziehungen zwischen elektrischen Strömen und magnetischem Feld. In mehreren, zwischen 1820 und 1830 erschienenen Arbeiten weist er die Gleichheit in den Wirkungen eines Stabmagneten und einer gestreckten Spule nach, stellt die Rechte-Hand-Regel auf, beschreibt die durch die Magnetfelder vermittelten Kräfte zwischen benachbarten Strömen und auch den ersten Strommesser auf magnetischer Gundlage. Auch die Auffassung des Aufbaues eines Magneten aus Elementarmagneten, den Ampère'schen Kreisströmen, durch deren Ordnung der magnetische Zustand entsteht, stammt von ihm. Diese zwang schon damals zu der Annahme, dass die in der Materie vorhandenen Ladungen in dauernder Bewegung sind — denn nur bewegte Ladungen ergeben ein Magnetfeld — und erklärt ausserdem die Untrennbarkeit der Magnetpole.

BARKHAUSEN

Heinrich Barkhausen gelang 1919 durch Benutzung eines Verstärkers der experimentelle Nachweis für die Umklappvorgänge bei der Magnetisierung der Ferromagnetika und somit der theoretisch vorausgesagten Elementarbereiche. Seine experimentellen und theoretischen Untersuchungen an Elektronenröhren bilden die Grundlage der modernen Verstärkertechnik. Um 1920 fand er bei seinen Untersuchungen erstmalig eine Möglichkeit, Schwingungen im Meter-Wellengebiet mit Röhren herzustellen.

BRAUN

Karl Ferdinand Braun wurde 1850 in Fulda geboren, war Nobelpreisträger von 1909 und starb 1918 in New York. Er entdeckte 1875 die Gleichrichterwirkung einiger Sulfide und damit den Kristalldetektor, der von ihm auch bei Funkversuchen benutzt wurde. Von ihm stammt auch die induktive Ankopplung der Antenne an den Sender, — damals um 1900 einen Funkensender — und an den Empfänger — einen einfachen Detektorkreis. 1914 verwandte er erstmals eine Rahmenantenne. Die Braun'sche Röhre erfand er 1897; sie war allerdings damals noch eine Gasentladungsröhre mit kalter Kathode und magnetischer Ablenkung; statt mit Fokussierung des Strahls wie heute, arbeitete man mit Strahlausblendung.

COULOMB

Von Charles Augustin Coulomb stammt die genaue experimentelle Begründung der beiden Grundgesetze über die Kräfte von elektrischen Ladungen und magnetischen Polen. Er veröffentlichte im Jahre 1875 seine Untersuchungen, die

Richard Gutschick
Oberlungwitz II 53

mit Hilfe der Drehwaage eine der ersten Präzisionsmessungen in der Elektrizitätslehre darstellen. So erscheint die Benennung der Ladungseinheit und der Kraftgesetze nach ihm berechtigt, obwohl beide Gesetze schon seit mehr als einem Vierteljahrhundert bekannt waren. Er führte den Begriff des magnetischen Momentes ein und konstruierte neben verbesserten Schiffskompassen verschiedene physikalische Apparate.

EDISON

Thomas Alva Edison lebte als Erfinder in Amerika von 1847 bis 1931. Von ihm stammt ausser dem erwähnten Akkumulator die erste technisch brauchbare Glühlampe (1879), die er mit einem Faden aus verkohlter Bambusfaser ausrüstete. Auch das heute noch verwandte Schraubgewinde, der Edisonsockel, ist seine Erfindung. Wenn auch schon vor ihm 1855 Goebel in seiner Uhrmacherwerkstatt Kohlefadenlampen benutzte, so bleibt doch Edison das unbestreitbare Verdienst, als erster technisch einwandfreie Lampen hergestellt zu haben.

FARADAY

Michael Faraday wurde 1791 geboren und entwickelte sich vom Buchbinderlehrling (1804) zum Professor der Physik (1827) und starb 1867 zu Hamptoncourt. Seine vor allem experimentellen Untersuchungen brachten entscheidende Fortschritte in der Theorie der Elektrolyse — auf ihnen beruht z. B. die Definition des intern. Ampère — und der elektromagnetischen Induktion. Er entdeckte die dia- und paramagnetischen Eigenschaften der bis dahin einfach als unmagnetisch betrachteten Stoffe. Seine Erkenntnis der elektromagnetischen Wirkungen als Folgen eines Kraftfeldes sind heute Allgemeingut aller Wissenschaftler und Techniker. Neben vielen anderen Effekten entdeckte er auch die Abschirmbarkeit elektrostatischer Felder durch leitende Hüllen oder Käfige (Faraday-Käfige).

GRAETZ

Graetz entdeckte 1897 bei eingehenden Untersuchungen über verschiedene Plattenmaterialien für Akkumulatoren die gleichrichtende Wirkung gewisser elektrolytischer Zellen. Ein von ihm beschriebener Elektrolyt - Gleichrichter aus Aluminium und Kohle in Schwefelsäure hat eine Sperrspannung von etwa 20 Volt bei einem Spannungsabfall von nur 1 Volt in Durchlassrichtung. Er gab die nach ihm benannte Gleichrichterschaltung erstmals an.

HEAVISIDE

Oliver Heaviside, der von 1850—1925 lebte, führte in die theoretische Behandlung der Elektrodynamik moderne mathematische Methoden, so besonders die Operatorenrechnung, ein, wodurch manche früher unlösbaren Aufgaben gelöst werden konnten. Mit ihrer Hilfe studierte er u. a. die Vorgänge in Kabeln. Er war der erste Untersucher der nach ihm benannten, ionisierten Schicht der Atmosphäre.

HENRY

Der amerikanische Physiker Joseph Henry, der, 1797 geboren, Uhrmacher gelernt hatte, war ab 1846 Direktor des Smithson'schen Instituts in Washington. Er beobachtete als erster schon 1832 die Wirkung der Selbstinduktion.

HERTZ

Heinrich Hertz wurde 1857 in Hamburg geboren und starb 1894 in Bonn. Seit 1884 beschäftigte er sich mit dem Ausbau der elektrodynamischen Feldtheorie auf den Grundlagen der Maxwell'schen Gleichungen der Elektrodynamik. 1888 gelang ihm in Karlsruhe erstmalig der Nachweis der Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen im Raume, womit die Voraussagen der Theorie, an deren Richtigkeit damals noch viele Physiker zweifelten, glänzend bestätigt wurden. Es gelang ihm im Verlauf gründlicher Untersuchungen mit elektrischen Geräten, deren Einfachheit wir uns kaum vorstellen können, Reflexion, Brechung und Polarisation der Wellen zu zeigen und auch ihre Geschwindigkeit zu bestimmen. Seine Untersuchungen gaben den Anstoss zu Marconis Funkversuchen, die den Beginn unserer Funktechnik darstellen.

KIRCHHOFF

Gustav Robert Kirchhoff, der von 1854 bis 1875 in Heidelberg und dann bis zu seinem Tode 1887 in Berlin Professor der Physik war, veröffentlichte die genannten Regeln über Stromkreise schon im Alter von 23 Jahren. Ausserdem stammen von ihm eine grössere Anzahl experimenteller Methoden in der Elektrik, Magnetik und Optik. Gemeinsam mit Bunsen entwickelte er spektroskopische Apparate und Verfahren.

LENZ

Heinrich Emil Lenz lebte von 1804 bis 1865. Angeregt durch die Versuche von Faraday zur Kraftwirkung magnetischer Felder fand er aus allgemeinen theoretischen Überlegungen heraus das Gesetz über die Richtung der induzierten elektromotorischen Kraft.

OERSTEDT

Der von dem dänischen Physiker Hans Christian Oerstedt 1820 veröffentlichte, lateinische Bericht über seine seit 1812 laufenden Versuche über das Magnetfeld eines stromdurchflossenen Drahtes wurde der Ausgangspunkt für eine Vielzahl elektromagnetischer Untersuchungen. Auch Ampère hat durch ihn die Anregung zu seinen Arbeiten erhalten. Bei Oerstedt finden sich auch bereits, allerdings nicht klar erkannte, Andeutungen des Ohm'schen Gesetzes.

OHM

Georg Simon Ohm wurde als Sohn eines Schlossers 1789 in Erlangen geboren und starb 1852 in München als ordentlicher Professor. Seine mit Hilfe des Galvanometers durchgeführten Leitfähigkeitsmessungen begannen um 1827. In einem 1827 erschienenen Buch veröffentlicht er neben den Erkenntnissen über die Abhängigkeit des Widerstandes von Material, Form und Temperatur des Leiters auch das Ohm'sche Gesetz. Auch konnte er die heute selbstverständlich erscheinende Tatsache experimentell nachweisen, dass die Stromstärke über die ganze Länge eines Leiterkreises konstant sei.

PYTHAGORAS

Pythagoras aus Samos gründete im 6. Jahrhundert vor Chr. in Unteritalien eine philosophische Schule, die sich — wie es im Altertum allgemein üblich war — auch mit physikalischen und mathematischen Fragen befasste. Der Satz des Pythagoras stammt wahrscheinlich nicht von ihm selber, sondern wurde wohl erst nach seinem Tode von einem seiner Schüler, einem Pythagoräer, gefunden. Die physikalischen Meinungen der damaligen Zeit beschränkten sich durch die grundsätzliche Ablehnung des Experimentes fast nur auf Spekulationen.

SIEMENS

Werner von Siemens gründete mit Halske zusammen 1848 die Firma Siemens & Halske. Neben der technischen Arbeit in seiner Firma, die sich von der Telegraphentechnik ausgehend bald mit der gesamten Elektrotechnik befasste, fand er noch Zeit zu grundlegenden physikalischen Arbeiten. Von ihm stammt das Prinzip des selbsterregten Generators, das er 1867 zum ersten Male anwandte. 1860 schlug er als Material für das Widerstandsnormal Quecksilber vor, da sich dieses als einziges bei Zimmertemperatur flüssiges Metall besonders gut rein darstellen lässt und bei ihm nicht die Gefahr irgendwelcher Strukturveränderungen besteht.

THOMSON

Sir William Thomson wurde 1824 in Belfast geboren, wurde als Professor der Physik zum Lord Kelvin und starb 1908. Gleichzeitig mit Kirchhoff führte er Rechnungen an elektrischen Schwingungskreisen durch. Er entdeckte 1858 die Abhängigkeit des elektrischen Widerstandes vom Magnetfeld; von ihm stammen das Quadrantelektrometer und die Spannungswaage, die beide auf der elektrostatischen Anziehungskraft beruhen. Nach ihm heisst die absolute Temperaturskala, deren Nullpunkt bei — 273,16° C liegt, auch die Kelvin'sche.

VOLTA

Von dem italienischen Physiker Graf Alessandro Volta, der von 1774—1827 in Como und Padua lehrte, stammt das erste gebrauchsfähige Primärelement, dessen Elektroden aus Silber und Zink bestanden und dessen Elektrolyt in Pappe eingesaugtes Salzwasser war. Er stellte bereits eine Spannungsreihe der Elemente nach seinen experimentellen Untersuchungen auf. Diese begannen in der Weiterführung der Versuche von Galvani über die elektrische Wirkung der Froschschenkel. Von Galvani rührt das Wort galvanisch her.

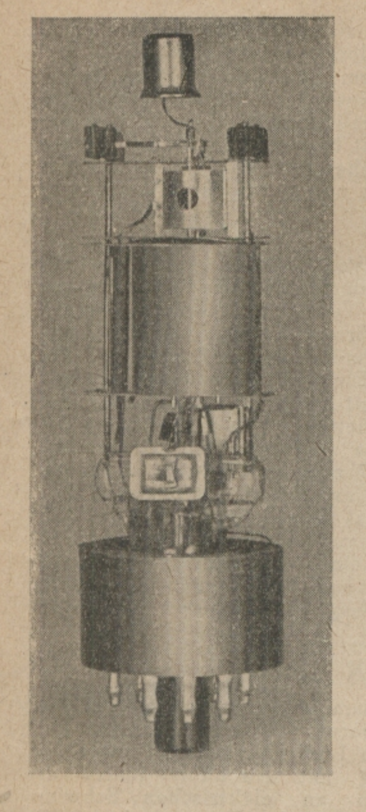
WATT

Die elektrische Leistungseinheit ist nach dem Entwickler der modernen Dampfmaschine James Watt benannt. Er lebte von 1736 bis 1819 in England. Den bis 1765 bekannten Dampfmaschinen fehlte die Selbststeuerung und Regelung, die Watt durch die Schiebersteuerung und den Zentrifugalregulator einführte. Auch die Benutzung eines Schwungrades geht auf ihn zurück.

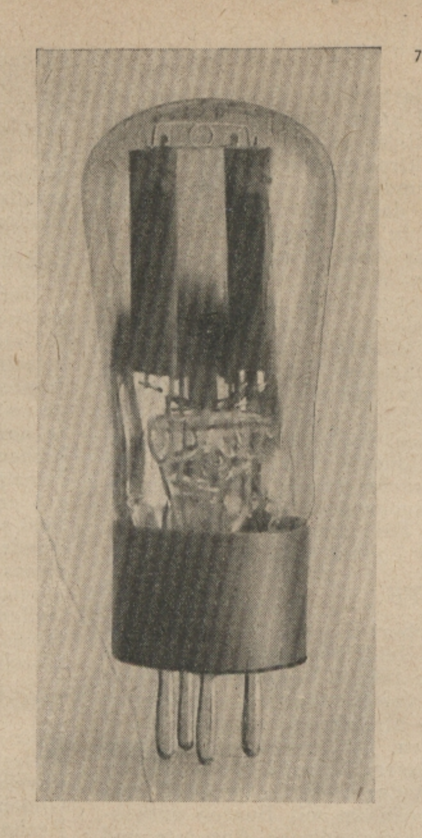
WEHNELT

Artur Wehnelt wurde 1871 geboren. Er erfand den elektrolytischen Unterbrecher, der für die Hochspannungserzeugung verwandt wurde. Die Benutzung von Erdalkalie-Oxyden als Kathodenmaterialien, wie sie heute in allen Radioröhren benutzt werden, wurde von ihm zuerst angewandt. Im Zuge der Entwicklung von Hochvakuum-Röhren erfand er die nach ihm benannte Ausführung einer Steuerelektrode, den Wehnelt-Zylinder.

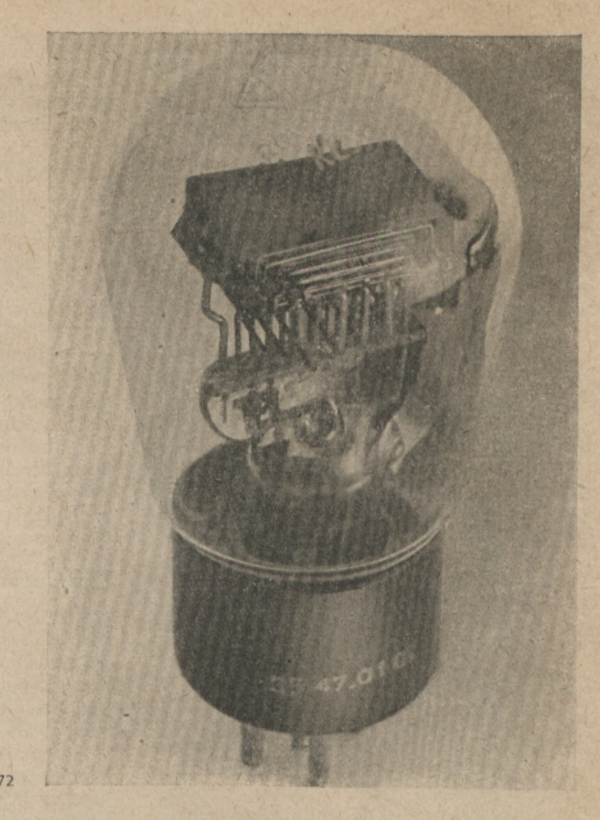




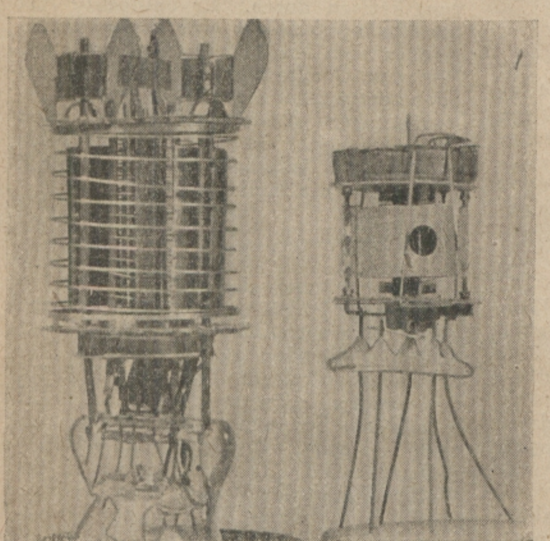
70



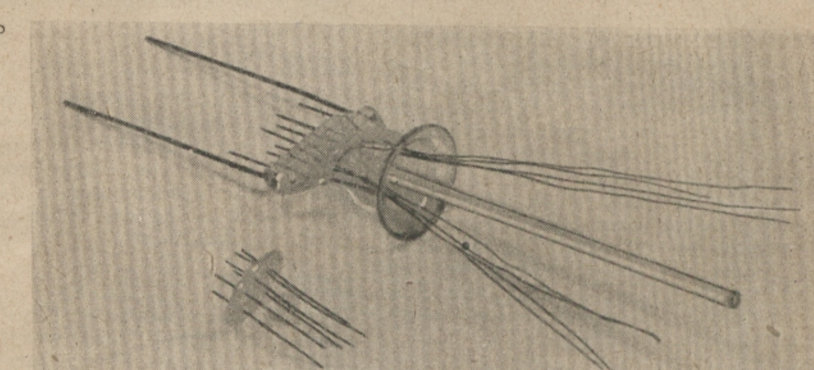
71



72



73 b



73 a

70. System der Doppeltetrode VEL 11. Über dem Anodenzylinder des Endsystems das Audionsystem, darunter das Getter.

71. In den beiden Anoden der Zweiweggleichrichterröhre ist der durch den federnden Bügel stramm gehaltene Heizfaden ausgespannt.

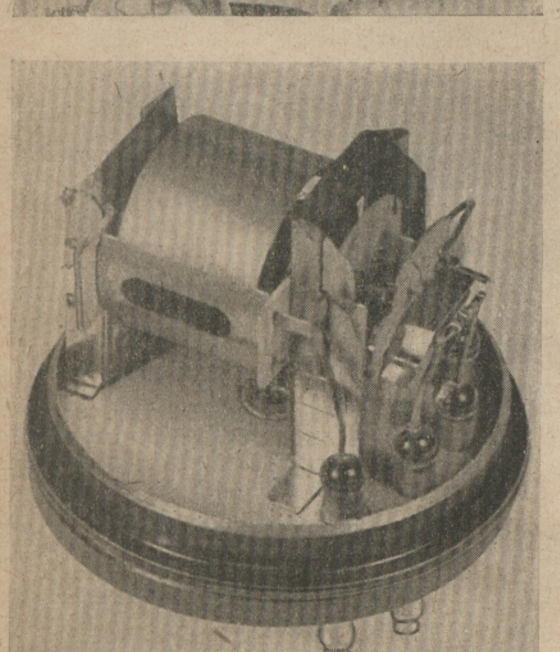
72. Das ebene Zickzack des Heizfadens wird von Gittern und Anode kastenförmig umgeben.

73 a. Quetschfuss und Pressteller dienen zum gleichen Zweck: Vakuumdichte Durchführung der Anschlüsse und Systemhalterung.

73 b. Systeme zweier Pentoden etwa gleicher Leistungsfähigkeit: AF 7 auf Quetschfuss und RV 12 P 2000 auf Pressteller. Das leichte System der P 2000 benötigt keine besonderen Haltestäbe.

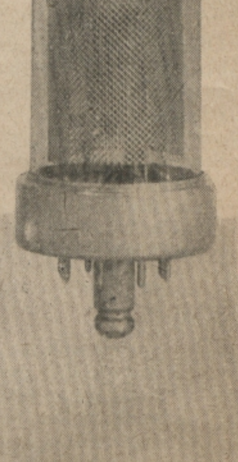
74. Die geöffnete EBF 11 zeigt die liegende Anordnung des Systems - vorn die beiden Dioden, hinten die Pentode - und die in Metallröhrchen eingeschmolzenen Glasperlen für die Durchführungen.

75. Die dünnen Kontaktstifte sind durch den Pressteller direkt in den Kolben geführt, Blechrand und „Schlüssel" dienen zum Schutz des Pumpstutzens, zum Einsetzen und Festhalten der Röhre in der Fassung.

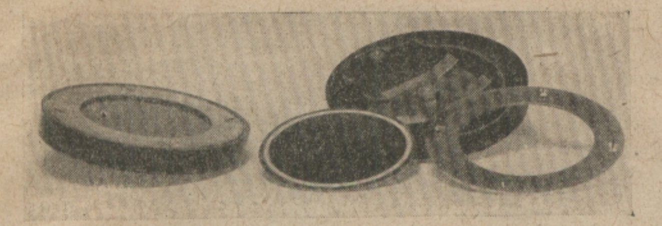


74

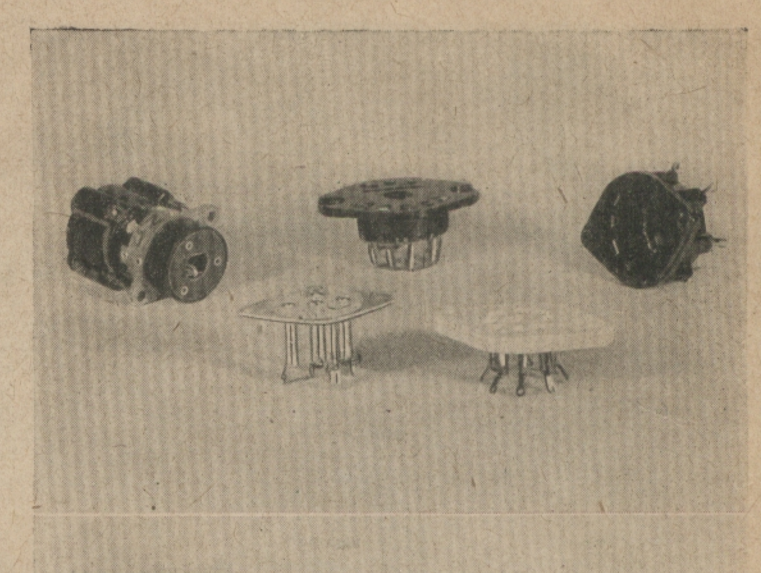




75



41

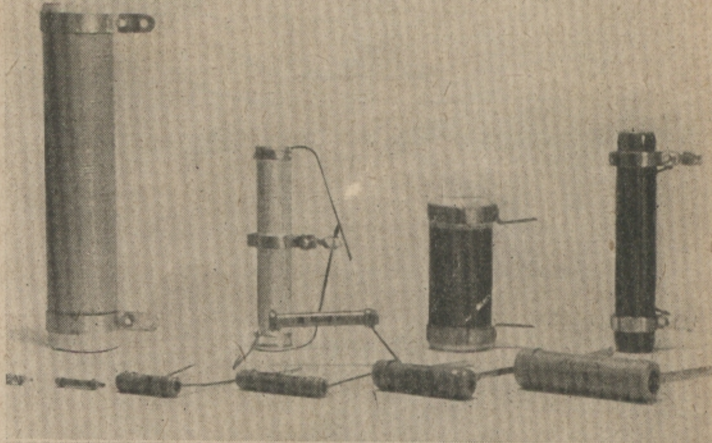


76

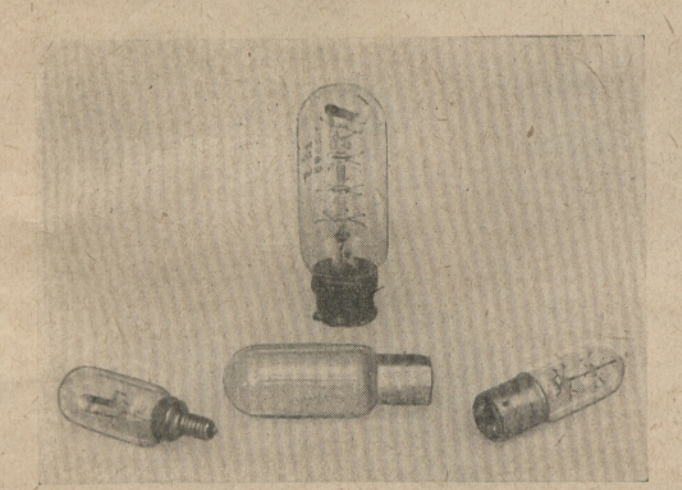
44. Das Selen-Fotoelement (links) besteht aus der Scheibe mit der lichtempfindlichen Schicht, dem Gehäuse mit Kontaktfeder und dem Haltering.

76. Von links nach rechts: Kommerzieller, Europa-, Stahlröhren-, Oktal-, und achtpoliger Topf-Sockel.

84. Radiowiderstände von 0,025 bis 2 W als Schichtwiderstände, von 5 bis 30 W als Drahtwiderstände.



84

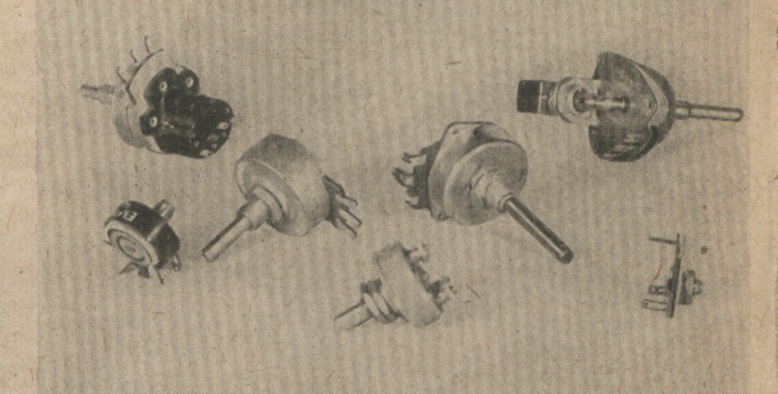


88

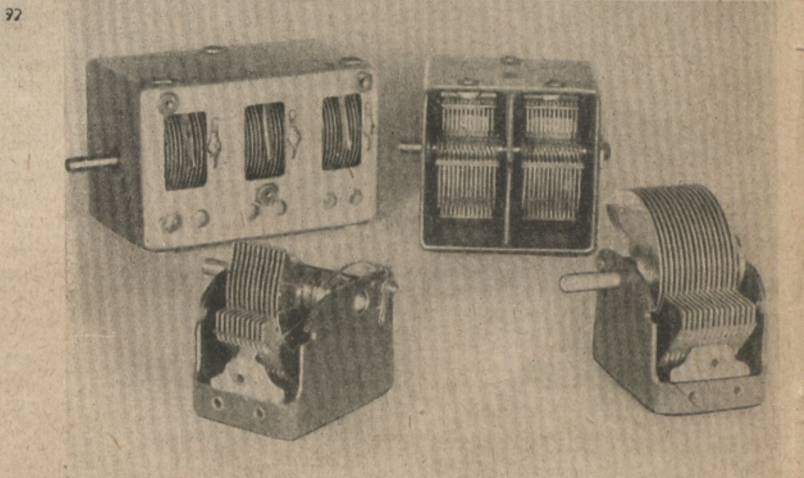
88. Eisenwasserstoff, Urdox- und Eisenurdox-Widerstände, wie sie in vielen modernen Geräten zur Regelung und Einstellung der Heizströme verwandt werden.

87. Entbrummer in Schicht- und Draht-Ausführung (vorn, links und rechts), Lautstärkeregler mit zweipoligem Drehschalter oder einpoligem Zug-Druckschalter als Netzschalter und andere Formen gekapselter Potentiometer.

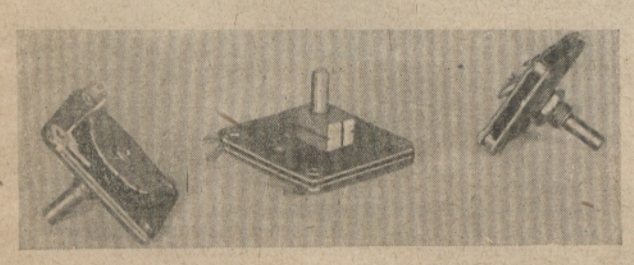
92. Einfach-, Zweifach- und Dreifach-Drehkondensator, vorn links ist die Fiederung der äussersten Rotorplatte zu erkennen.



87

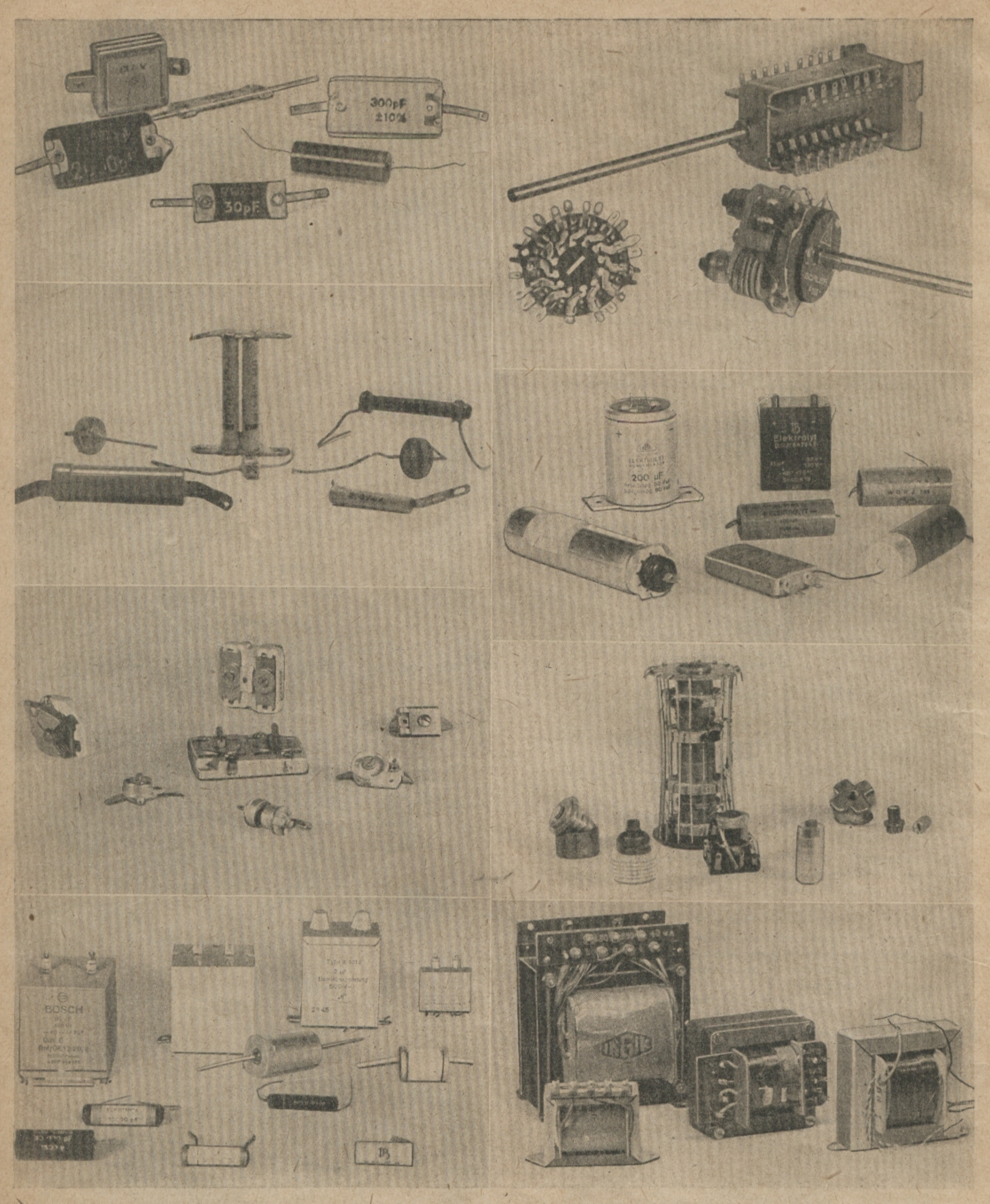


92



94

94. Quetschkondensatoren dienen als Rückkopplungskondensatoren und in Einkreisern auch oft zur Abstimmung, links der Drehkondensator des Kleinempfängers mit dem Nockenumschalter zur Bereichseinstellung.



Von oben nach unten

96. Glimmerkondensatoren als Rollen, Pakete und mit direkt aufgetragener Silberschicht für HF-Kreise.

97 a Scheibchen, Hütchen, Röhrchen und Halm sind die verschiedenen Formen der in Resonanzkreisen verwandten keramischen Kondensatoren mit Kapazitäten von 2—2000 pF.

97 b Trimmer zum Abgleich der HF-Kreise: links ein Miniatur-Luftdrehkondensator, Mitte vorn an einer Spindel verstellbarer Zylinderkondensator, vorn links und rechts Einplattendrehkondensatoren mit keramischem Dielektrikum, Mitte hinten und rechts Trimmer mit Kapazitätsänderung durch Abstandsänderung der durch Glimmer isolierten Platten.

98. Papierkondensatoren von 100 pF bis 30 µF in Roll- und Becher- normaler und tropenfester Ausführung.

Von oben nach unten

130 Kontaktplatte eines Reibkontakt-Wellenschalters - mehrere Platten mit Schienen befestigt und von einer flachen Achse geschaltet ergeben den Wellenschalter-, Nockenschalter mit zwei Federsatzreihen, Wellenschalter-Spulensatzkombonation für Einkreiser.

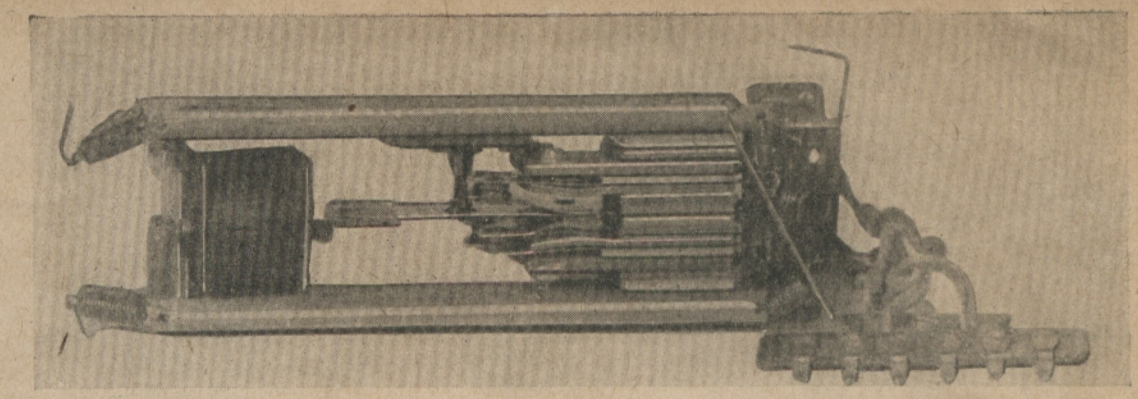
100 Elektrolytkondensatoren in Roll- und Becherform, mit Papp- oder Aluminium-Gehäuse, bei letzteren liegt ein Pol an Masse.

103 Von links nach rechts: Topfkern, Kurzwellenspule, Einkreiser-Luftspule, Eisenkernspule, KW-Spulenkörper mit Abgleichschraube, Einzelteile des Haspelkernes.

104 Vorn Lautsprecherübertrager, dahinter verschiedene Netztransformatoren.

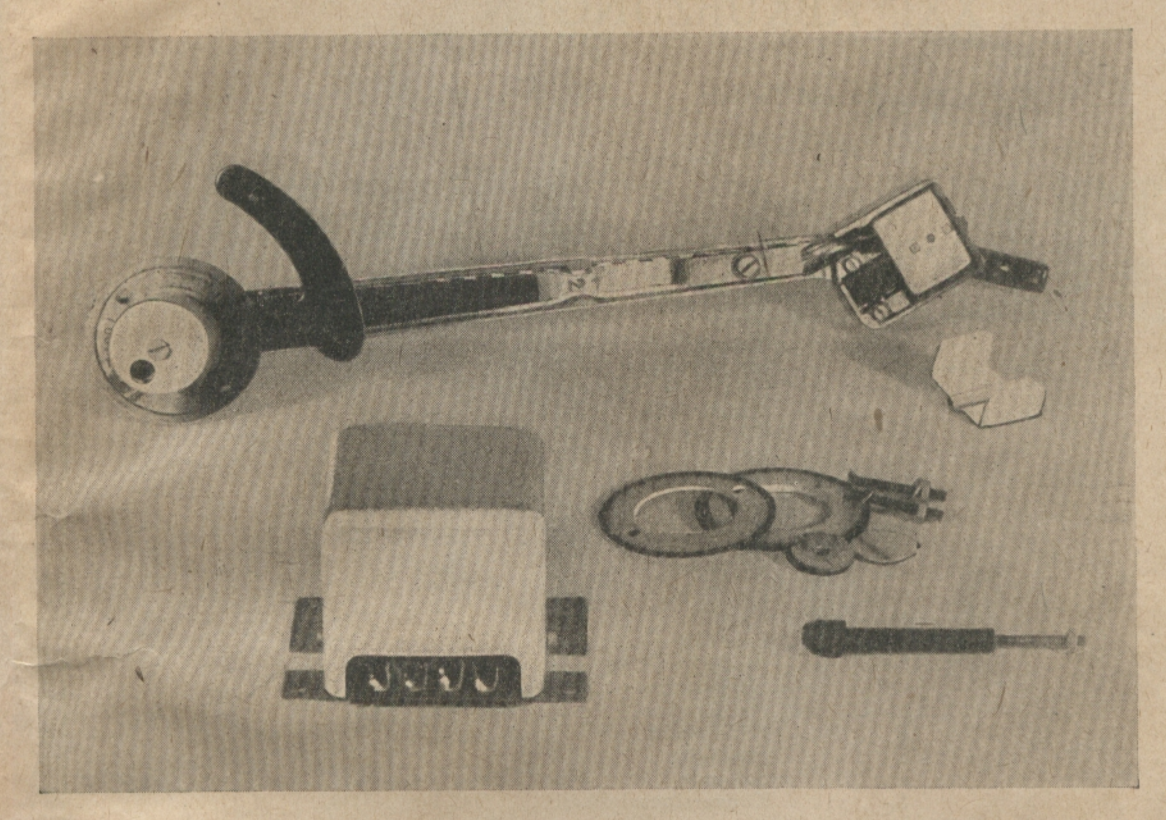
200 Bild unten

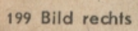
Tonabnehmer· TO 1002 von unten auf das mit Saphir ausgerüstete System gesehen. Davor Schutzblech, Montageteile, Stütze und Anpassungstransformator.



122 Bild oben

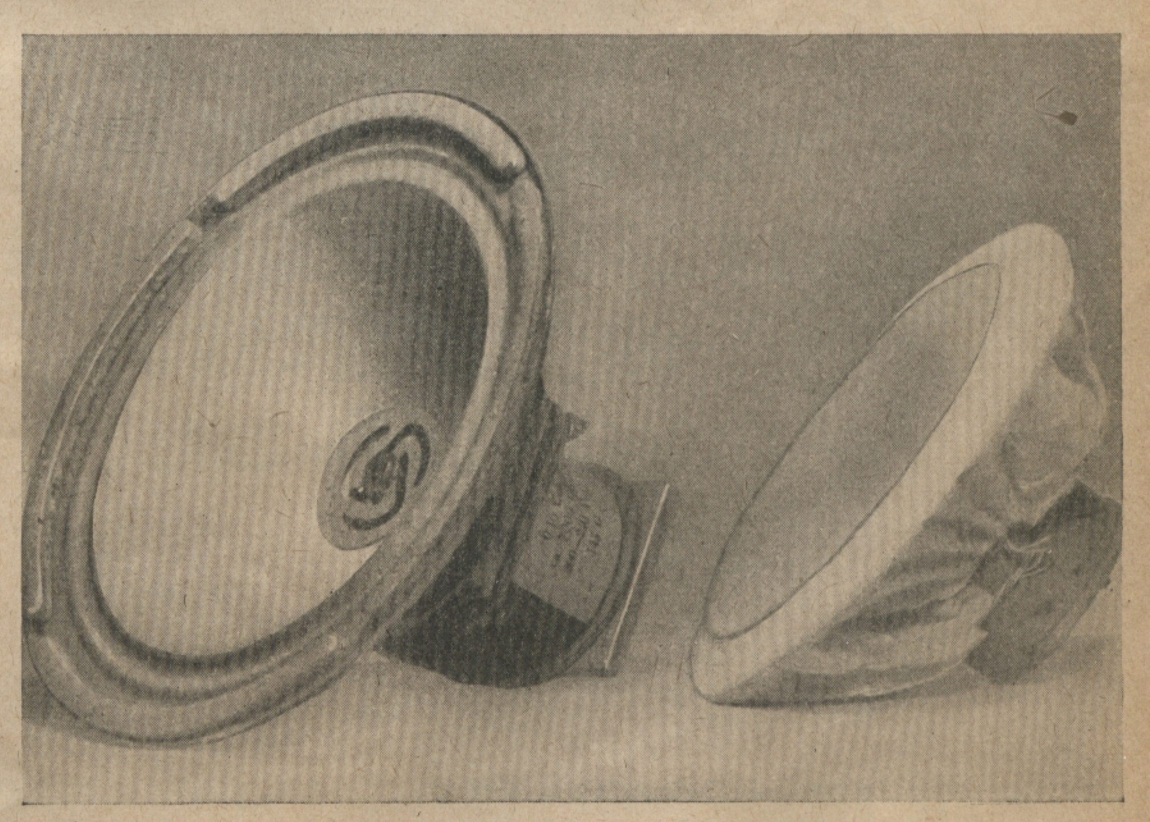
Zerhacker für Radiozwecke: links die Magnetspule, vor ihrem Kern schwingt die Feder mit dem Anker, die die Kontakte abwechselnd öffnet u. schliesst. Die starken Metallstreifen dienen zur genauen Einstellung der Kontaktabstände. Mit den Spiralfedern wird er im Gehäuse erschütterungsfrei u. geräuschdämpfend aufgehängt.





199 Bild rechts

Dynamische Lautsprecher. Links ein elektrodynamischer, rechts ein permanentdynamischer. Links sind die Spinne, mit der der Konus zentriert wird, Membran, Korb und Feldspule zu erkennen. Der permanentdynamische Lautsprecher ist, um ihn vor Eisenspänen zu schützen, mit einem leichten Stoffbeutel umgeben, aus dem nur der Magnet herausragt.



XXI. ABKÜRZUNGEN

in Formeln und Texten

A . . . . Ampère
Ah . . . . Ampèrestunde
AM . . . Amplitudenmodulation
C . . . . Kapazität
c . . . . . Lichtgeschwindigkeit
D . . . . Durchgriff
f . . . . . Frequenz
FM . . . . Frequenzmodulation
H . . . . Henry
h . . . . . Stunde
HF . . . . Hochfrequenz
Hz . . . . Hertz
I . . . . . Stromstärke
kHz . . . . Kilohertz
kΩ . . . . Kiloohm
L . . . . Induktivität
LR . . . . Lautstärkeregler
mA . . . . Milliampère
m . . . . Meter
mH . . . . Millihenry
MHz . . . Megahertz
MΩ . . . Megohm
N . . . . Leistung
NF . . . . Niederfrequenz
OF . . . . Oscillatorfrequenz
pF . . . . Picofarad
R . . . . Widerstand
S . . . . . Steilheit
s . . . . . Sekunde
S_C . . . . Konversionssteilheit
TR . . . . Tonregler
U . . . . Spannung
V . . . . Volt
v . . . . . Verstärkungsfaktor
W . . . . Watt
X_C . . . . Kapazitive Reaktanz
X_L . . . . Induktive Reaktanz
Z . . . . Impedanz
ZF . . . . Zwischenfrequenz
λ . . . . . Wellenlänge
μH . . . . Mikrohenry
μF . . . . Mikrofarad
Ω . . . . Ohm
ω . . . . Kreisfrequenz

. . . und in Schaltbildern

K . . . . Kiloohm
M . . . . Megohm
T . . . . Tausend Picofarad

P·H·BRANS

RÖHREN VADEMECUM



1947

RADIO-VALVE VADEMECUM

VADEMECUM DES LAMPES DE TSF

Справочник по радио-лампочкам

REGELIEN'S VERLAG ★ BERLIN-GRUNEWALD ★ HUBERTUSBADER STR. 16

RM 12.—



Das EMPFÄNGER-VADEMECUM ist eine Sammlung von Radio-Empfänger-Schaltungen, die nach den Original-Fabrikunterlagen im Einvernehmen mit den Herstellern einheitlich und übersichtlich gezeichnet wurden. Ab 1947 erscheint jährlich eine Lieferung mit den Reparatur-Unterlagen der Empfänger des betreffenden Baujahres



Im gleichen Verlag ist das RÖHREN-VADEMECUM 1947 erschienen. Es enthält die Daten und Sockelschaltungen von etwa 9000 in- und ausländischen Röhren und ist neben dem Empfänger-Vademecum unentbehrlich für die Reparatur von Radio-Empfängern aller Marken



Auch *radio mentor* kommt wieder sobald dieser bekannten Monatsschrift das Erscheinen ermöglicht wird. Vormerkungen auf Abonnements werden entgegen genommen

REGELIEN'S VERLAG
BERLIN-GRUNEWALD
HUBERTUSBADER-STRASSE 16